Nº D'ORDRE
657

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES
de l'Université de PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE D'INGÉNIEUR-DOCTEUR

PAR

Norbert RAOULT

PREMIÈRE THÈSE

APPLICATION DES TRANSDUCTEURS A LA RÉGULATION DES TEMPÉRATURES ET DES TENSIONS ALTERNATIVES ET CONTINUES

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 5 Novembre 1960 devant la Commission d'examen

MM. GRIVET — Président

ARNOULT, BERTEIN — Examinateurs

N° D'ORDRE:
657

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES
de l'Université de PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE D'INGÉNIEUR - DOCTEUR

PAR

Norbert RAOULT

PREMIÈRE THÈSE

APPLICATION DES TRANSDUCTEURS A LA RÉGULATION DES TEMPÉRATURES ET DES TENSIONS ALTERNATIVES ET CONTINUES

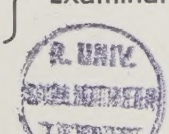
DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 5 Novembre 1960 devant la Commission d'examen

MM. GRIVET — Président

ARNOULT, BERTEIN — Examinateurs



FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

PROFFSSEURS

Doyen ..... J. PÉRÉS

G. JULIA	T	Analyse supérieure et Algèbre supérieure	
DE BROGLIE	T	Théories physiques	
PRENANT	T	Anatomie et histol. comparées	
PERES	T	Mécanique des fluides et applications	
BARRABE	T	Géologie struct. et Géologie appliquée	
BOURCART	T	Géogr. physique et Géol. dynamique	
PLANTEFOL	T	Botanique	
GRASSE	T	Evolution des êtres organisés	
PREVOST	T	Chimie organique	
BOULIGAND	T	Application de l'analyse à la Géométrie	
CHAUDRON	T	Chimie appliquée	
WYART	T	Minéralogie	
TEISSIER	T	Zoologie	
MANGENOT	T	Biologie végétale	
P. AUGER	T	Physique quantique et relativité	
MONNIER	T	Physiologie générale	
PIVETEAU	T	Paléontologie	
ROCARD	T	Physique (E.N.S.)	
H. CARTAN	T	Mathématiques (E.N.S.)	
LAFFITTE	T	Chimie Générale	
FAVARD	T	Géométrie supérieure	
COULOMB	T	Physique du Globe	
Mlle COUSIN	T	Biologie animale (S.P.C.N.)	
CHRETIEN	T	Chimie minérale	
P. DRACH	T	Zoologie	
KASTLER	T	Physique (E.N.S.)	
EPHRUSSI	T	Génétique	
WURMSER	T	Biologie physicochimique	
RIVIERE	T	Géologie (SPCN) Orsay	
GAUTHERET	T	Biol. Végétale (PCB)	
LUCAS	T	Recherches Physiques	
A. THOMAS	T	Biol. cellulaire	
ARNULF	T	Optique appliquée	
M. MORAND	T	Enseignement de Physique	
SOLEILLET	T	Physique (P.C.B.)	
FORTIER	T	Mécanique expérimentale des fluides	
DANJON	T	Astronomie	
PETIT	T	Biologie maritime	
QUENEY	T	Météorologie et dynamique atmosphérique	
GALLIEN	T	Embryologie	
EICHHORN	T	Biologie végétale (S.P.C.N.)	
DE CUGNAC	T	Biologie végétale (S.P.C.N.)	
Mlle CAUCHOIS	T	Chimie Physique	
THELLIER	T	Physique du Globe	
L'HERITIER	T	Génétique	
GRIVET	T	Radioélectricité	
PONCIN	T	Mécanique générale	
DUBREIL	T	Arithmétique et théorie des nombres	
QUELET	T	Chimie organique	
CAGNIARD	T	Géophysique appliquée	
CHAMPETIER	T	Chimie macromolécul.	
CUVILLIER	T	Micropaléontologie	
JUNG	T	Pétrographie	
TRILLAT	T	Microscopie et diffract. électronique	
WIEMANN	T	Chimie organique et structurale	
JACQUINOT	T	Spectroscopie et physique céleste	
VASSY	T	Physique de l'atmosphère	
DESTOUCHES	T	Théories physiques	
PRUVOST	T	Géologie	
AMIEL	T	Chimie générale	
HOCART	T	Minéralogie	
J. P. MATHIEU	T	Physique (Orsay)	
COUTEAUX	T	Biol. animale (PCB)	
MAY	T	Zoologie (Orsay)	
CHOQUET	T	Théor. des fonctions et Topologie	
FELDMANN	T	Biol. végétale marine	
GUINIER	T	Physique des Solides	
JOST	T	Physiologie comparée	
FORTET	T	Calcul des prob. et physique mathématique	
SCHWARTZ	T	Calc. diff. et Intégr.	
CHOUARD	T	Physiologie végétale	
MALAVARD	T	Aviation	
BRELOT	T	Calcul différentiel	
NORMANT	T	Synthèse organique	
BENARD	T	Chimie minérale	
BUVAT	T	Botanique (E.N.S.)	
DUGUE	T	Statistiques mathém.	
SOULAIRAC	T	Psychophysiologie	
ULRICH	T	Physiologie végétale	
MARECHAL	T	Optique théorique et appliquée	
KIRRMANN	T	Théories chimiques	
CHADEFAUD	T	Botanique	
Mlle LE BRETON	T	Physiol. générale	
SALEM	T	Mathématiques générales	
LELONG	T	Mathématiques générales	
DEVILLERS	T	Anatomie et Histol. comparées	
EHRESMANN	T	Topologie algébrique	
FRANÇON	T	Physique (S.P.C.N.)	
GLANGEAUD	T	Géogr. physique et Géologie dynamique	
GODEMENT	T	Mathématiqes (MGP)	
PISOT	T	Techniques mathem. de la Physique	
ROCH E.	T	Géologie	
SCHATZMANN	T	Astrophysique	
TERMIER	T	Paléontologie stratigraphique	
ZAMANSKY	T	Mathématiques générales	
LENNUIER	T	Physique (M.G.P.)	
RIZET		Génétique	
ROUTHIER	T	Géologie appliquée	
Mme TONNELAT	T	Relativité	
DIXMIER	T	Mathématiques (MPC)	
SOUCHAY	T	Chimie générale	
AIGRAIN	T	Electrotechn. générale	
BRUSSET		Chimie minérale	
M. LEVY	T	Physique théorique des hautes énergies	
Mme CHAIX		Chimie biologique	
Mme HUREL-PY		Biol. vég. (P.C.B.)	
PIAUX		Chimie (M.P.C.)	
BRUN	T	Mécanique exper. des Fluides	
LEDERER	T	Chimie biologique	
Mme DUBREIL	T	Mathématiques	
Mme LELONG	T	Mathem. (E.N.S.)	
BELLAIR	T	Géologie (S.P.C.N.)	
COTTE	T	Physique (Orsay)	
DUBOIS J.E.	T	Chimie organique	
LAMOTTE		Zoologie (E.N.S.)	
MICHEL André	T	Chimie (S.P.C.N.)	
OLMER	T	Energétique Gle	
ROUAULT	T	Physique générale	
GAUTHIER	T	Mécanique appliquée	
BARCHEWITZ	T	Chimie Physique	
BROSSEL	T	Physique atomique	
BUSER		Physiologie comparée	
CAMUS		Physiol. Vég. (3e Cycle)	
CASTAING		Physique générale	
CURIEN		Minéralogie et cristallographie	
MOYSE	T	Physiol. Vég. (Orsay)	
PANNETIER		Chimie (S.P.C.N.)	
POSSOMPES	T	Zoologie	
PULLMANN	T	Chimie théorique	
TEILLAC		Physique nucléaire et radioactivité	
TONNELAT		Biol. physico-chimique	
VILLE	T	Econométrie	
WILLEMART		Chimie (P.C.B.)	
DODE	T	Chimie (SPCN) Orsay	
FREYMANN	T	Physique générale	
GUINOCHET	T	Biol. Vég. (Orsay)	
ROLLET	T	Chimie (P.C.B.)	
Mlle JOSIEN	T	Chimie (P.C.B.)	
CHEVALLEY	T	Géométrie algéorique et théorie des groupes	
ARNOULT	T	Electronique	
CHAPELLE	T	Physique (M.P.C.) (Orsay)	
DELANGE	T	Mathématiques (Orsay)	
DENY	T	Mathématiques (MGP)	
GERMAIN	T	Mécanique théorique des fluides	
LUCAS G.	T	Géologique	
ALLARD		Chimie Physique	
BERTHELOT		Physique Nucléaire et Radioactivité	
BRICARD		Météorologie et Physique de l'Atmosphère	
Mme ALBE-FESSARD		Psychophysiol.	
FRIEDEL		Physique des Solides	
M. JULIA		Etude des molécules organiques complexes	
LENDER		Biol. Animale (S.P.C.N.) (Orsay)	
MAGAT		Physico-chimie des Rayonnements	
Mlle QUINTIN	T	Electrochimie	
MONOD	T	Chimie du métabolisme	
BENOIT	T	Physiologie animale	
DE POSSEL	T	Analyse numérique	
CHARLOT	T	Chimie analytique	
HAISSINSKY	T	Radiochimie	
LEMEE	T	Physiologie B.M.P.V.	
GUERIN	T	Chimie M.P.C.	
CHATELET M		Chimie (S.P.C.N.)	
JEAN		Physique Nucléaire et Radioactivité	
MATTLER		Physique (S.P.C.N.)	
MICHEL (Louis)		Physique théorique des hautes énergies	
RUMPF		Chimie (P.C.B.)	
BERGERARD		Zoologie (Orsay)	
BERTEIN		Electronique	
BOUISSIERES		Chimie des Radioéléments	
Mme COUTURE		Physique (P.C.B.)	
ELLENBERGER		Géologie Structurale et Géologie appliquée	
FRANC		Biologie animale	
SCHNELL		Botanique tropicale	
STOLKOWSKI		Physiologie générale	
ACHER		Chimie Biologique (Orsay)	
BAUDOIN		Biologie animale (P.C.B.)	
BEAUMONT		Biologie animale (S.P.C.N.)	
BLAMONT		Géophysique Ionosphère	
BOURREAU		Biologie Végétale S.P.C.N. (Orsay)	
CURIE D.		Physique (M.G.P.)	
DURAND-DELGA		Géologie	
FREON		Chimie (P.C.B.)	
HELLER		Physiologie végétale	
TORTRAT		Calcul des Probabilités	
CAILLEUX		Géologie (S.P.C.N.)	
MAGNAN		Physique (M.P.C.)	
DAUDEL		Mécanique Ondulatoire appliquée à la chimie théorique et à la Physique Nucléaire	
Mlle FOURCROY		Biologie Végétale (S.P.C.N.)	

Secrétaire Général ..... R. POULLAIN

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à MM. les professeurs Grivet, Arnoult et Bertein pour le profit que j'ai pu tirer des conseils et critiques qu'ils m'ont prodigués au sujet de la rédaction de ce mémoire.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur Franke, chef du département physique, chimie, métallurgie du CNET, qui m'a fourni l'idée du sujet de ce mémoire notamment en ce qui concerne le régulateur de température.

Je remercie Messieurs Delloue et Drusch Directeurs techniques des Etablissements Bardon et Drusch qui m'ont permis d'utiliser certains de leurs travaux et qui ont réalisé l'industrialisation de ces appareils.

AVANT-PROPOS

Nous nous proposons d'étudier des régulateurs conférant aux ensembles dans lesquels ils sont insérés une grande sécurité d'exploitation.

Ces régulateurs utilisent comme constituants des Transducteurs qui sont des éléments passifs. Ils assurent principalement dans ces appareils une fonction d'amplification où ils donnent entière satisfaction pour des puissances d'entrée extrêmement faibles. Avec une auto-excitation, ils permettent d'obtenir des gains par étage supérieurs à 10^5 et la mise en série de plusieurs étages ne présente pas de difficultés particulières. De plus, les impédances d'entrée peuvent varier entre quelques ohms et plusieurs milliers d'ohms ce qui permet leur adaption à la plupart des problèmes.

Dans ce mémoire sont décrits : un régulateur de température, un régulateur de tension alternative et un régulateur de tension continue.

Le premier de ces appareils est destiné à la conduite des fours de laboratoires utilisés en physico-chimie pour les expériences de cristallogénèse. Les seconds sont destinés à la régulation de certains ensembles électroniques fonctionnant sur des réseaux d'alimentation présentant de fortes instabilités de la tension nominale.

INTRODUCTION

Un régulateur est un appareil destiné à corriger les perturbations produites par n'importe lequel des paramètres, dont les variations sont ressenties par une grandeur réglée.

Ces variations engendrent par le canal du régulateur une réaction correctrice sur la grandeur de réglage indifférente à l'origine de l'accident.

Du point de vue technique un régulateur doit remplir trois fonctions :

1/Mesurer la grandeur réglée. Il possède dans ce but un élément de mesure.

2/ Comparer la valeur mesurée de la grandeur réglée avec la valeur de la grandeur de référence, et élaborer le signal d'erreur.

3/ Provoquer les réactions désirées sur la grandeur de réglage. C'est suivant la forme de ces réactions que l'on classe les modes de régulation automatique qui, en dehors de la forme la plus courante consistant en une réaction proportionnelle au déréglage sont : l'une résultant de l'intégration, l'autre de la dérivation par rapport au temps de déréglage.

En correspondance avec ces trois fonctions un régulateur comprend :

- Un élément de mesure
- Un élément d'erreur
- Un organe de commande.

Les principales qualités demandées à un tel appareil sont :

- La précision
- La fidélité
- La stabilité
- La sensibilité.

De toutes ces qualités la recherche de la stabilité est parfois longue et délicate, notamment dans le cas du réglage des installations thermiques où, la transmission de la chaleur, en retardant et en déformant la correction élaborée par le régulateur limite l'efficacité et la stabilité de la régulation.

A ces qualités essentielles, il faut ajouter la sécurité totale d'exploitation qui a motivé la réalisation du régulateur de température et des régulateurs de tension que nous décrirons. L'originalité de ces appareils, est caractérisée par l'utilisation de circuits entièrement passifs qui leur confère une grande robustesse, un entretien pratiquement nul, et par conséquent la sécurité d'exploitation recherchée.

Celle-ci peut-être obtenue grâce à l'emploi des transducteurs dont le développement est dû aux progrès réalisés dans le domaine des matériaux magnétiques et des redresseurs secs.

Dans un dispositif électronique, les tubes s'usent et sont plus fragiles que les transducteurs, dont la durée de vie comme celle des transformateurs est pratiquement illimitée. Toutefois, les dispositifs électroniques à organes doubles et de longue durée de vie, peuvent également offrir une grande sécurité d'exploitation mais les prix deviennent tels, que les appareils électroniques peuvent alors difficilement concurencer les appareils magnétiques.

D'autre part les "transducteurs" présentent surtout de l'intérêt dans le domaine des signaux continus ou lentement variables. Domaine pour lequel les tubes électroniques sont les plus mal

adaptés. Avant d'entreprendre la description des régulateurs, nous rappelons brièvement le principe de fonctionnement des transducteurs simples et auto-excités, ainsi que les expressions de quelques paramètres importants tels que : Le gain en puissance et la constante de temps. Nous donnons ensuite une méthode de calcul de ces appareils, et nous procédons à l'analyse fonctionnelle et à l'examen des performances du régulateur de température, et des régulateurs de tension.

CHAPITRE I

GÉNÉRALITÉS SUR LES TRANSDUCTEURS

1.1 - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU TRANSDUCTEUR SIMPLE -

Le principe de fonctionnement d'un transducteur est basé, sur la forme de la courbe d'aimantation des corps Ferromagnétiques, laquelle permet les variations d'impédance en courant alternatif d'une bobine d'inductance, dont la saturation du noyau est provoquée au moyen d'un enroulement auxiliaire parcouru par un courant continu. Un courant alternatif peut ainsi être commandé à l'aide d'un courant continu dont l'intensité est beaucoup plus faible. La figure 1 représente un dispositif constitué par un noyau Ferromagnétique sur lequel sont bobinés deux enroulements : l'un N_a "Enroulement alternatif" ou d'utilisation alimenté par une tension sinusoïdale $U_a = U_{max} \sin \omega t$ l'autre N_c "Enroulement continu" ou de commande alimenté par une tension continue U_c.

En série avec l'enroulement N_a est inséré un circuit d'utilisation d'impédance Z.

Le flux continu φ_c dû à la tension continue de commande se superpose ainsi au flux alternatif $\varphi_{max} \cos \omega t$ dû à la tension alternative d'alimentation. Le flux résultant dans le noyau est de la forme $\Phi = \varphi_c + \varphi_{max} \cos \omega t$ et, le courant I qui traverse le circuit d'utilisation est tel que d'après la loi d'OHM on ait à chaque instant :

$$U_a = ZI + N_a \frac{d\Phi}{dt}$$

d'où :

$$I = \frac{U_a - N_a \frac{d\Phi}{dt}}{Z}$$

Lorsque la tension continue varie, le flux continu varie. Si cette variation entraine au cours d'une période de la tension alternative d'alimentation la saturation du noyau, le terme $N_a \frac{d\Phi}{dt}$ s'annule, et le courant alternatif dans le circuit d'utilisation n'est plus limité que par l'impédance Z. L'utilisation d'un tel dispositif est toutefois limitée par son imperfection. En effet, par suite de la tension alternative appliquée, le noyau est parcouru par un flux alternatif qui induit des forces électro-motrices dans cet enroulement et dans l'enroulement de commande. Pour éviter l'apparition d'un courant alternatif important dans ce dernier, on construit le transducteur avec des noyaux de formes spéciales, ou avec deux noyaux identiques dont les enroulements de commande sont connectés en opposition (Fig. 2).

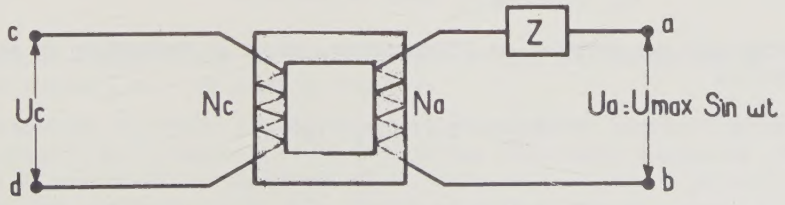


Fig. 1

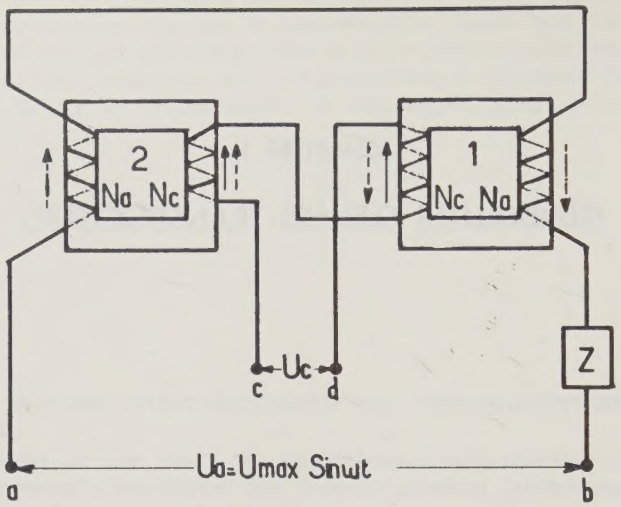


Fig. 2

Les enroulements alternatifs peuvent-être connectés en série, ou en parallèle. Le choix entre ces deux types de montage est généralement déterminé par l'utilisation qui est faite du transducteur. En particulier, si le temps de réponse doit être faible on utilise des noyaux dont les enroulements alternatifs sont connectés en série. L'analyse du fonctionnement d'un transducteur consiste à rechercher la loi de variation du courant alternatif I en fonction du courant continu I_c. Pour établir cette loi, il est nécessaire de tenir compte de l'influence de certains paramètres tels que : La tension d'alimentation, les pertes ohmiques, la charge, les dimensions, et les caractéristiques du noyau. Ces dernières sont les plus difficiles à faire intervenir car, l'induction B et le champ magnétique H sont liés par la courbe d'aimantation B = f (H) qui est toujours tracée à partir de données relevées expérimentalement. Pour analyser les différents phénomènes de fonctionnement, cette courbe est généralement modifiée en la linéarisant ou en l'assimilant à une courbe d'équation connue. D'autre part pour s'affranchir des dimensions des noyaux dans les équations il est préférable, de transformer la courbe B = f (H) en une courbe Φ = f (AT) où AT représente les ampères-tours inducteurs. Il suffit alors de déterminer la relation entre les ampères-tours alternatifs et continus, pour connaître la relation entre les courants alternatifs et continus.

Les matériaux utilisés pour la construction des transducteurs présentent une courbe d'aimantation qui peut-etre assimilée avec une approximation suffisante, à deux segements de droites raccordés à angle vif et de coefficient angulaires α_1 et α_2 (Fig. 3). Si pour l'un des noyaux la perméabilité est grande la relation entre le flux et le courant est représentée par la partie a. Si au contraire pour l'autre noyau la perméabilité est faible cette relation est représentée par la partie b de la courbe Φ = f (AT) . En idéalisant ainsi la courbe d'aimantation, on peut considérer que l'enroulement alternatif est constitué par deux inductances $L_{(a)}$ et $L_{(b)}$ dont la réactance X est fonction de la pente de la courbe d'aimantation du noyau.

d'où : $L_{(a)} = N_a \operatorname{tg} \alpha_1$ pour la partie a

et : $L_{(b)} = N_a \operatorname{tg} \alpha_2$ pour la partie b

Comme la réactance est fonction de l'inductance, et de la fréquence de la tension alternative d'alimentation f, on a :

$$X_{(a)} = 2\pi f.\ N_a.\ \operatorname{tg} \alpha_1$$

et :

$$X_{(b)} = 2\pi f.\ N_a.\ \operatorname{tg} \alpha_2$$

d'où, l'expression des courants relatifs à chacune des parties de la courbe d'aimantation :

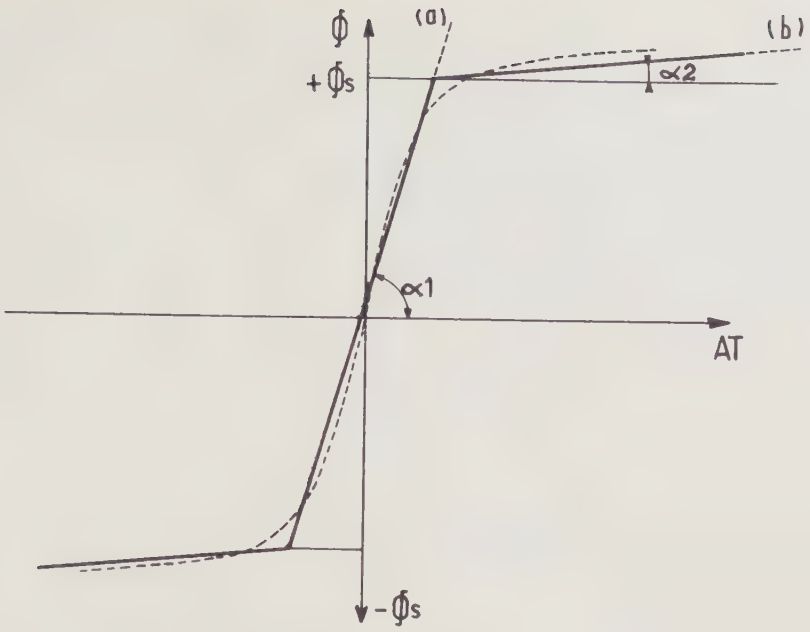


Fig. 3

$$I_{(a)} = \frac{U_a}{2\pi f.\ N_a.\ \mathrm{tg}\,\alpha_1}$$

et :

$$I_{(b)} = \frac{U_a}{2\pi f.\ N_a.\ \mathrm{tg}\,\alpha_2}$$

Le courant dans le circuit d'utilisation est d'autant plus petit que la pente de la courbe d'aimantation est plus grande. A la limite, dans le cas d'une courbe absolument rectangulaire on aurait :

$$X_{(a)} = 2\pi f.\ N_a.\ \mathrm{tg}\ 90^\circ = \infty$$

et :

$$X_{(b)} = 2\pi f.\ N_a.\ \mathrm{tg}\ 0^\circ = 0$$

En pratique on s'approche de ces limites par un choix approprié des matériaux magnétiques.

1.2 - RELATION EXISTANT ENTRE LE COURANT DE COMMANDE ET LE COURANT DE SORTIE -

La tension continue appliquée aux bornes de l'enroulement de commande de la figure 2 produit les flux $+\varphi_c$ dans le noyau 1 et $-\varphi_c$ dans le noyau 2.

La tension sinusoïdale appliquée aux bornes de l'enroulement alternatif produit les flux alternatifs Φ_1 dans le noyau 1 et Φ_2 dans le noyau 2 dont les ordonnées moyennes sont : $+\varphi_c$ et $-\varphi_c$. Les valeurs de Φ_1 et Φ_2 reportées sur la courbe $\Phi = f(AT)$ de la figure 4 permettent de tracer point par point la courbe des ampères-tours AT_1 et AT_2 relatifs à chaque noyau. AT_1 et AT_2 sont des fonctions périodiques du temps qui, décomposées en série de Fourier s'écrivent :

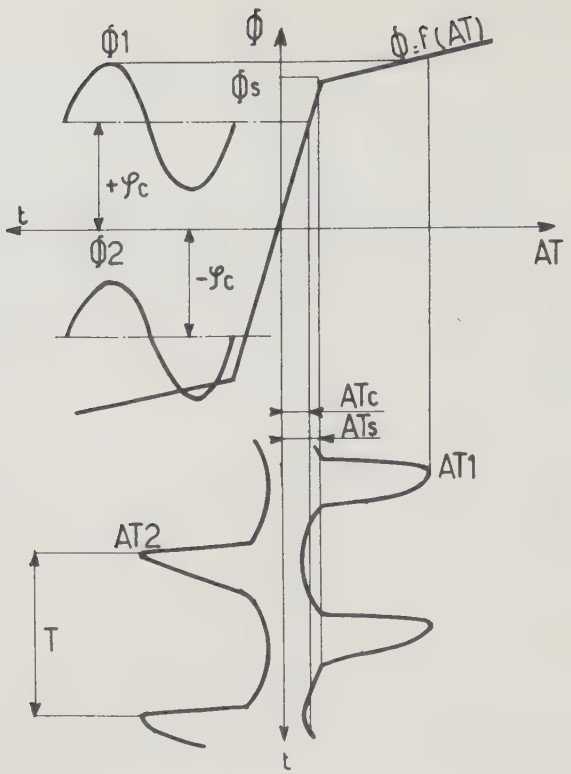


Fig. 4

$$AT_1 = AT_c + a_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + a_2 \sin(2\omega t - \varphi_2) + a_3 \sin(3\omega t - \varphi_3) + \ldots \quad (1)$$

Pour le noyau 2, la courbe représentant les ampères-tours AT_2 est identique à la courbe précédente mais elle est décalée d'une demi-période par rapport à celle-ci et de signe contraire. En posant $AT_1 = f(t)$ et, en appelant T la période on peut écrire :

$$AT_2 = -f\left(t - \frac{T}{2}\right)$$

En remplaçant t par $t - \frac{T}{2}$ dans l'expression de AT_1 et en changeant le signe de chaque terme on obtient :

$$AT_2 = -AT_c + a_1 \sin(\omega t - \varphi_1) - a_2 \sin(2\omega t - \varphi_2) + a \sin(3\omega t - \varphi_3) - \ldots \quad (2)$$

En appelant AT' la somme des termes d'harmoniques impairs, et AT'' la somme des termes d'harmoniques pairs, les expressions (1) et (2) deviennent :

$$AT_1 = AT_c + AT' + AT'' \quad (3)$$

$$AT_2 = -AT_c + AT' - AT'' \quad (4)$$

Les courants I étant liés aux ampères-tours par la relation $AT = \frac{NI}{l}$, on déduit des expressions (3) et (4) le sens de circulation des courants dans chacun des enroulements. Sur la figure 2, en prenant un sens arbitraire de circulation, les flèches en trait plein indiquent le sens de circulation du courant continu qui est différent pour chaque noyau. Ceci est naturel puisque le courant continu est fourni par des enroulements montés en opposition. Les flèches en traits mixtes indiquent le sens de circulation des courants d'harmoniques impairs, et les flèches en traits interrompus, le sens de circulation des courants d'harmoniques pairs. Ceci montre que dans un transducteur série, l'enroulement alternatif est parcouru seulement par les courants d'harmoniques impairs I', l'enroulement de commande par le courant continu de commande I_c et par les courants d'harmoniques pairs I''. Il en est ainsi chaque fois que l'impédance du circuit continu est suffisamment faible.

L'addition et la soustraction des expressions (3) et (4) donne la valeur des ampères-tours des courants de circulation sur chaque enroulement.

$$AT' = \frac{AT_1 + AT_2}{2}$$

et :

$$AT_c + AT'' = \frac{AT_1 - AT_2}{2}$$

De la figure 5 représentant les courbes des ampères-tours AT' et $AT'' + AT_c$ en fonction du temps, on déduit que la période des ampères-tours d'harmoniques pairs est égale à $\frac{T}{2}$.

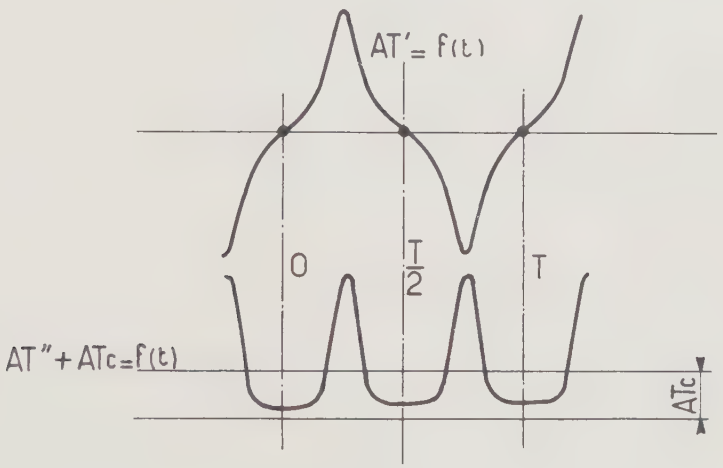


Fig. 5

d'où :

$$\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} AT''\ dt = 0$$

et par conséquent :

$$\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} (AT'' + AT_c)\ dt = AT_c$$

D'autre part, pour les ampères-tours d'harmoniques impairs on a :

$$\frac{2}{T}\int_{o}^{\frac{T}{2}} AT'\,dt = AT' \text{ moyen}$$

Il en résulte que la valeur moyenne des ampères-tours d'harmoniques impairs est égale à la valeur des ampères-tours continus :

$$\boxed{I_m\, N_a = I_c\, N_c} \qquad (5)$$

Cette relation fondamentale est représentée par la courbe de la figure 6. Des égalités (3) et (4) précédentes on tire pour chaque noyau l'expression du courant circulant dans l'enroulement alternatif.

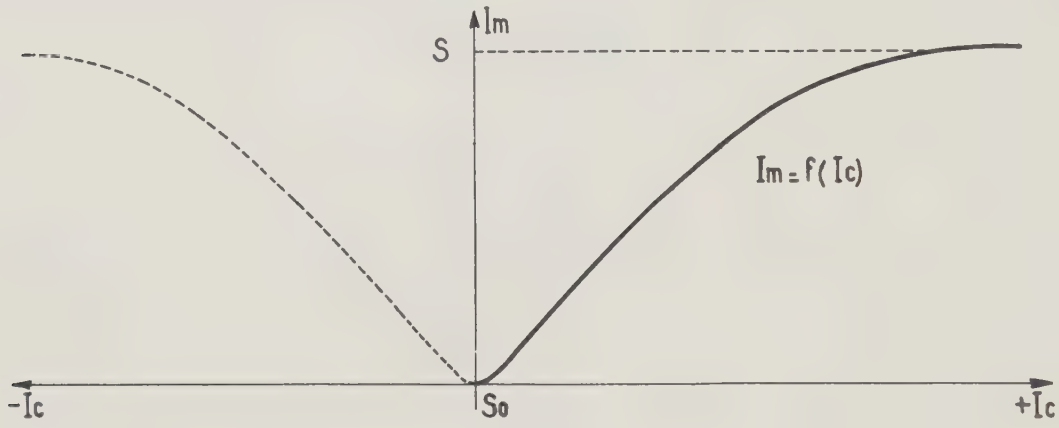


Fig. 6

$$I_1 = \frac{AT_1}{N_a} = \frac{AT' + AT'' + AT_c}{N_a} = I' + I'' + I \cdot \frac{N_c}{N_a} \text{ pour le noyau 1}$$

et :

$$I_2 = \frac{AT_2}{N_a} = \frac{-AT_c + AT' - AT''}{N_a} = -I_c \frac{N_c}{N_a} + I' - I'' \text{ pour le noyau 2.}$$

Le courant d'utilisation fourni par le transducteur complet est donc :

$$I_1 + I_2 = 2I' = I$$

Sur la figure 7, sont représentés : le courant $I' + I''$ circulant dans l'enroulement alternatif du noyau 1, et le courant $I' - I''$ circulant dans l'enroulement alternatif du noyau 2. Le courant résultant I qui traverse le circuit d'utilisation est la somme algébrique des courants de la figure 7.

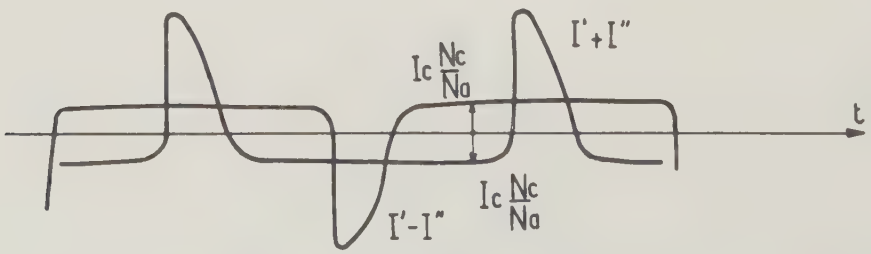


Fig. 7

L'utilisation du transducteur sous la forme de la figure 2 présente l'inconvénient d'être sensible uniquement à la valeur du courant de commande et non à son sens. La courbe de réponse $I_m = f(I_c)$ de la figure 6 est symétrique par rapport à I_m. Si on désire que le courant traversant la charge, soit sensible au sens, et à la valeur du courant de commande, il faut utiliser deux transducteurs montés symétriquement, et prémagnétisés en sens inverse au moyen d'un enroulement auxiliaire N_p parcouru par un courant I_p qui déplace la courbe de réponse de chaque transducteur dans les positions indiquées sur la figure 8. Si I_{m1} et I_{m2} représentent les courants moyens de sortie de chaque transducteur, on a :

$$|\Delta I_m| = I_{m1} - I_{m2}$$

Pour $I_c = 0$ on a : $I_{m1} = I_{m2} = 0$ d'où : $\Delta I_m = 0$

Pour $I_c > 0$ on a : $I_{m2} > I_{m1}$

Pour $I_c < 0$ on a : $I_{m1} > I_{m2}$

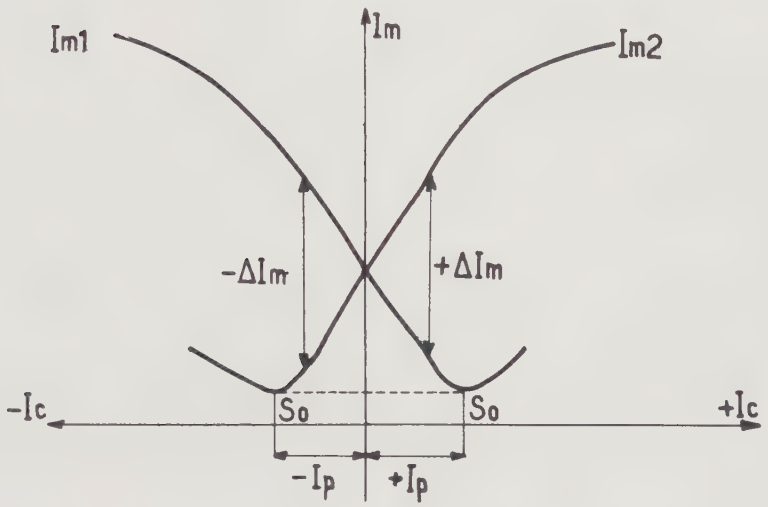


Fig. 8

1.3 - GAIN DU TRANSDUCTEUR SIMPLE -

Le gain en puissance est défini par le rapport :

$$g_{(p)} = \frac{P_s}{P_c}$$

où P_s est la puissance d'utilisation et P_c la puissance de commande. Si R_c représente la résistance totale de l'enroulement de commande et R la résistance de charge, on peut écrire en admettant que le facteur de forme du courant d'utilisation est le même que pour un courant sinusoïdal :

$$g_{(p)} = \frac{R\,(I_{eff})^2}{R_c\,I_c^2} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2 \cdot \frac{R}{R_c}$$

La puissance maximum de transfert est obtenue lorsque la résistance de charge est égale à la résistance interne du transducteur ; c'est-à-dire, lorsque $R = R_a$ où R_a représente la résistance totale de l'enroulement alternatif. L'expression du gain en puissance devient alors :

$$g_{(p)} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2 \frac{R_a}{R_c}$$

et le gain en tension :

$$g_{(u)} = \frac{d\,U_m}{d\,U_r}$$

devient en tenant compte de la relation (5) :

$$g_{(u)} = \frac{R_c\,N_a}{R_a\,N_c}$$

Le gain peut également être représenté sous la forme d'un rapport entre les ampères-tours alternatifs et continus soit :

$$g_{(AT)} = \left(\frac{d\,I_m}{d\,I_c}\right).\frac{N_a}{N_c}$$

qui devient pour les transducteurs série en considérant la relation (5) :

$$g_{(AT)} = 1.$$

Pour obtenir un gain en puissance important, on est conduit à donner à R une valeur égale à plusieurs fois la valeur de la résistance interne du transducteur. Néanmoins, on est vite limité par des conditions d'échauffement, et le gain du transducteur reste peu élevé (10 à 20 suivant la puissance d'utilisation). Ces valeurs de gain sont généralement insuffisantes.

Si on veut pour celles-ci, atteindre des valeurs plus élevées (10^4 ou 10^5) on utilise des transducteurs à réaction positive ou auto-excités.

1.4 - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU TRANSDUCTEUR AUTO-EXCITE -

Ce transducteur conçu comme le précédent, comporte un redresseur sec en série avec l'enroulement alternatif. Le courant redressé alimente alors un enroulement auxiliaire N_r appelé enroulement de réaction. Le courant de commande ne fournit plus ainsi qu'une faible partie des ampères-tours continus de commande (Fig. 9). Dans la partie linéaire de la caractéristique $I_m = f(I_c)$ du transducteur simple, les ampères-tours continus et alternatifs sont liés par la relation :

$$I_m\,N_a = I_c\,N_c$$

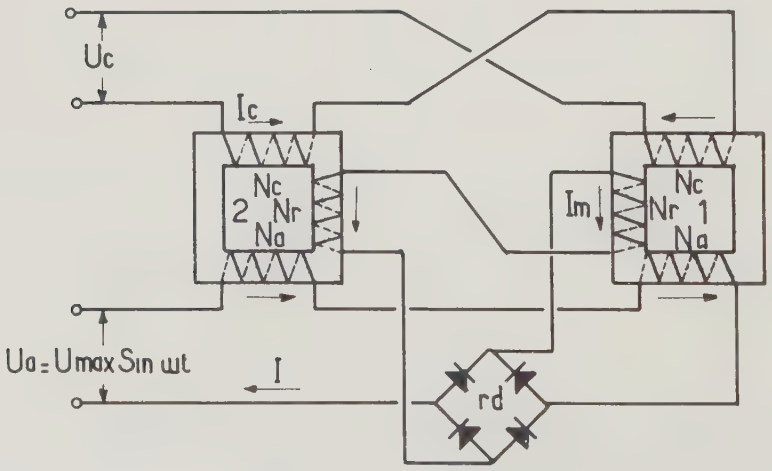


Fig. 9

Pour un transducteur utilisant la réaction cette relation devient :

$$\boxed{I_m\ N_a = I_c\ N_c \pm I_m\ N_r} \qquad (6)$$

En posant $\frac{N_r}{N_a} = \beta$ on obtient :

$$I_m = I_c \cdot \frac{N_c}{N_a} \cdot \frac{1}{1 \pm \beta}$$

Le rapport $\frac{N_r}{N_a} = \beta$ définit le coefficient de réaction. La pente de la caractéristique $I_m = f(I_c)$ pour le transducteur auto-excité est fonction de ce coefficient (Fig. 10). Par l'emploi d'une réaction positive, le gain en courant est considérablement augmenté et la relation (6) devient :

$$I_m = I_c \cdot \frac{N_c}{N_a} \cdot \frac{1}{1 - \beta}$$

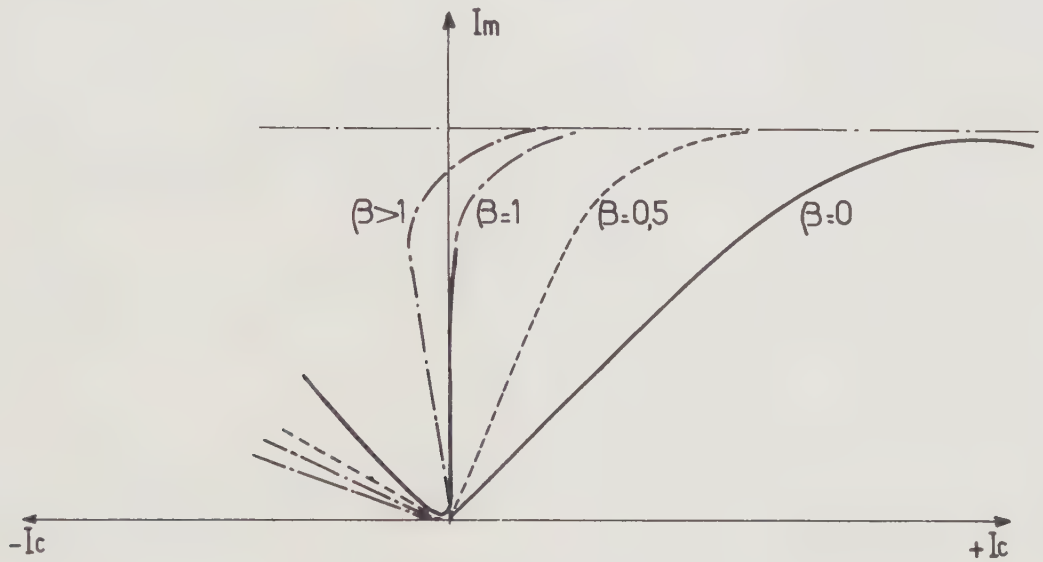


Fig. 10

Pour $\beta > 1$ le comportement du transducteur n'est plus stable. Dans le fonctionnement du transducteur auto-excité, les ampères-tours de réaction contribuent à faire apparaître plus rapidement la saturation du noyau au cours d'une période de la tension alternative d'alimentation. C'est un avantage qui permet à ce type de transducteur d'avoir une grande souplesse d'emploi, car on peut faire varier le nombre de spires de l'enroulement de réaction entre zéro et celui du nombre de spires de l'enroulement alternatif en créant ainsi toute une gamme de sensibilité illustrée sur la figure 10.

1.5 - GAIN DU TRANSDUCTEUR AUTO-EXCITE -

Considérons un transducteur auto-excité muni d'un enroulement de réaction N_r pour lequel $\beta < 1$ et dont la caractéristique est représentée sur la figure 11. Pour une variation ΔI_c du courant de commande, la variation correspondante du courant de sortie est ΔI_m. En appelant toujours R la résistance de charge et R_c la résistance de commande, on a pour l'expression du gain en puissance :

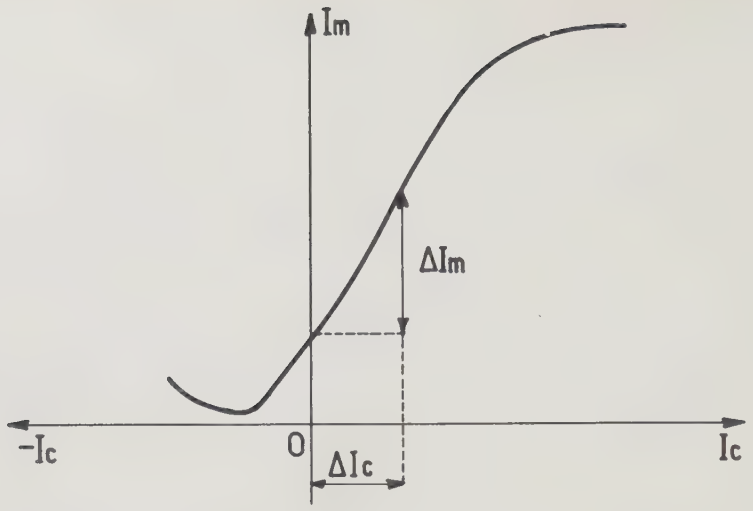


Fig. 11

$$G_{(\phi)} = \frac{P_s}{P_c} = \frac{\Delta I_m^2 . R}{\Delta I_c^2 . R_c} \cdot \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right)^2$$

si on admet comme pour le transducteur simple, que le courant traversant la charge a le même facteur de forme qu'un courant sinusoïdal, dans la région rectiligne de la caractéristique $I_m = f(I_c)$ on peut écrire :

$$P_s = RI^2_{eff} = \frac{\pi^2}{8} . RI_c^2 . \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2 . \frac{1}{(1-\beta)^2}$$

d'où :

$$G_{(\phi)} = \frac{\pi^2}{8} . \frac{R_a}{R_c} . \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2 . \frac{1}{(1-\beta)^2}$$

Le gain varie en fonction de β suivant l'expression $\frac{1}{(1-\beta)^2}$ il augmente rapidement quand β se rapproche de 1. Le gain en ampères-tours du transducteur simple étant $g_{(AT)}$, le gain du transducteur comportant une réaction positive devient :

$$G_{(AT)} = \frac{g_{(AT)}}{1 - \beta\, g_{(AT)}}$$

Comme le gain en ampères-tours du transducteur simple série est égal à 1, l'expression du gain en ampères-tours du transducteur auto-excité de même type devient :

$$G_{(AT)} = \frac{1}{1-\beta}$$

CHAPITRE II

FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE DU TRANSDUCTEUR SÉRIE AUTO-EXCITÉ

2.1 - CONSTANTE DE TEMPS -

Lorsque le transducteur est soumis à une variation du courant de commande, la valeur moyenne du courant de sortie ne prend pas instantanément sa valeur correspondante. Pendant la période transitoire, les noyaux sont soumis à une variation de flux qui induit des tensions transitoires dans les différents enroulements. Etant donné les sens choisis pour les bobinages, il y a naissance de courants transitoires dans les enroulements de commande, de réaction, et de polarisation. Au contraire aucun courant transitoire ne circule dans l'enroulement alternatif. Il en résulte, que le régime transitoire du courant de sortie I_m peut-être déterminé à partir de l'étude du régime transitoire du courant de commande. Ces courants étant liés par la relation :

$$I_m \, N_a \, (1 - \beta) = I_c \, N_c$$

L'application brusque d'une tension continue aux bornes de l'enroulement de commande est équilibrée à chaque instant par la chute de tension ohmique dans cet enroulement et par la tension transitoire qui y est induite.

Si Φ_1', et Φ_2' sont les valeurs moyennes du flux dans les noyaux 1 et 2, l'équation du circuit de commande s'écrit :

$$U_c = R_c \, I_c + 10^8 \, N_c \cdot \frac{d}{dt} (\Phi_1' - \Phi_2')$$

Si L_c est l'inductance équivalente de l'enroulement de commande, la relation entre le flux et le courant permet d'écrire :

$$10^{-8} \, N_c \frac{d}{dt} (\Phi_1' - \Phi_2') = L_c \frac{d}{dt} (I_c)$$

d'où :

$$U_c = R_c \, I_c + L_c \frac{d}{dt} (I_c)$$

cette équation ayant pour solution :

$$I_c = \frac{U_c}{R_c} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}})$$

où τ_c représente la constante de temps de l'enroulement de commande. La valeur de L_c est déterminée par la variation du flux dans les noyaux, et par la variation du courant de commande dans l'enroulement correspondant.

La figure 12 précise le mode de réaction du transducteur en régime transitoire. Sur cette figure, sont représentées :

- La tension d'alimentation $U_a = U_{max} \sin \omega t$
- La variation du flux dans les noyaux $\frac{d\Phi}{dt}$

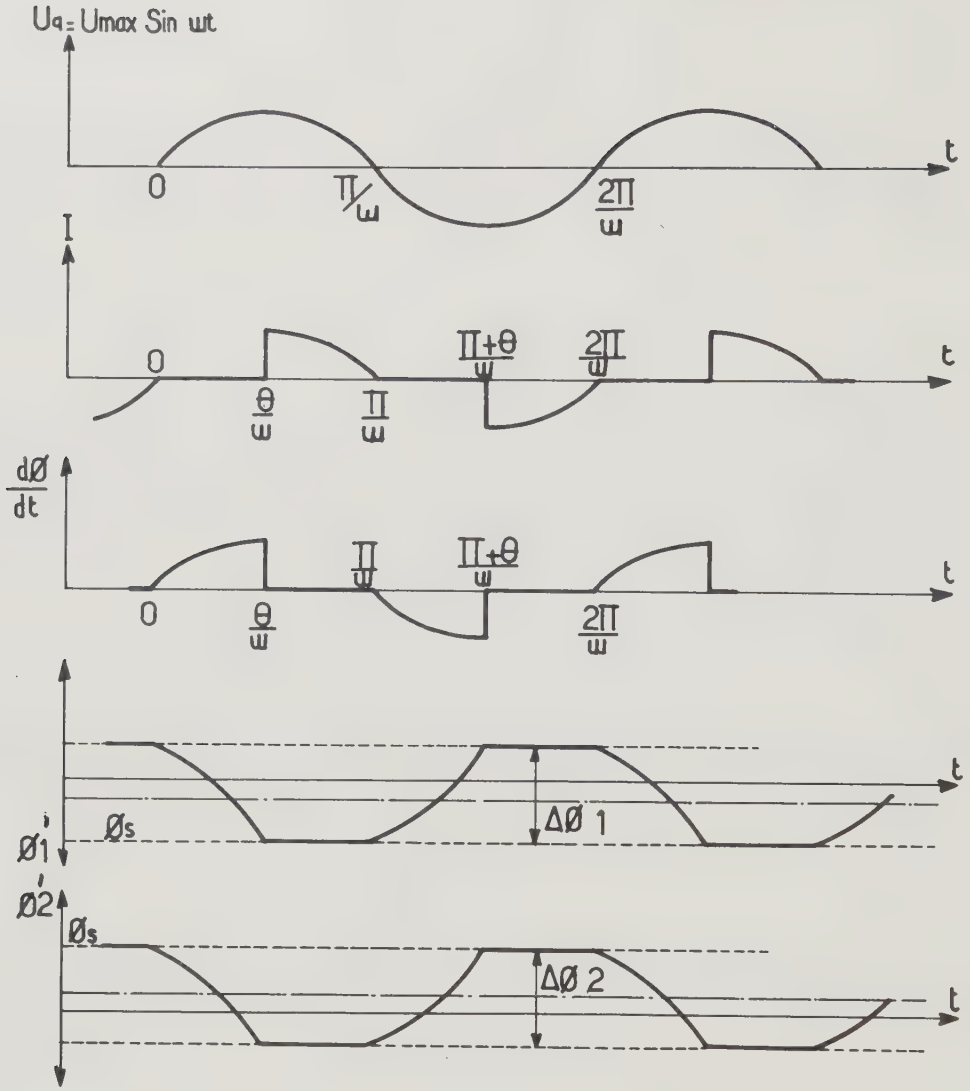


Fig. 12

- La variation du courant I dans l'enroulement alternatif
- La valeur moyenne du flux dans chaque noyau (Φ_1' et Φ_2').

On remarque que cette valeur moyenne du flux dans chaque noyau a pour expression :

$$\Phi_1' = \Phi_s - \frac{1}{2}\Delta\Phi_1 \text{ et } \Phi_2' = -\Phi_s + \frac{1}{2}\Delta\Phi_2 \qquad (7)$$

Φ_s est le flux de saturation, et $\Delta\Phi_1$ et $\Delta\Phi_2$ les variations maximum du flux dans les noyaux. Ces variations étant égales sur chaque noyau on a donc :

$$\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_2 = \Delta\Phi$$

Des expressions précédentes on tire par différence :

$$\Phi_1' - \Phi_2' = 2\Phi_s - \Delta\Phi$$

d'où :

$$\frac{d}{dt}(\Phi_1' - \Phi_2') = -\frac{d}{dt}(\Delta\Phi)$$

Pendant une demi-période de la tension d'alimentation la variation du flux dans les noyaux 1 et 2 étant maximum a pour expression :

$$\Delta\Phi_1 = \int_0^{\frac{\vartheta}{\omega}} d\Phi_1 + \int_{\frac{\vartheta}{\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} d\Phi_1 \quad \text{pour le noyau 1}$$

et :

$$\Delta\Phi_2 = \int_0^{\frac{\vartheta}{\omega}} d\Phi_2 + \int_{\frac{\vartheta}{\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} d\Phi_2 \quad \text{pour le noyau 2}$$

La figure 12 montre qu'entre $\frac{\vartheta}{\omega}$ et $\frac{\pi}{\omega}$ la variation du flux est nulle sur chaque noyau. La valeur moyenne de celui-ci sur chaque noyau pendant une demi-période est donc :

$$\Delta\Phi_1 = 10^8 \frac{U_{max}}{2 N_a} \int_0^{\frac{\vartheta}{\omega}} \sin\omega t \, dt$$

et :

$$\Delta\Phi_2 = 10^8 \frac{U_{max}}{2 N_a} \cdot \int_0^{\frac{\vartheta}{\omega}} \sin\omega t \, dt$$

D'après (7) :

$$\Phi_1' - \Phi_2' = 2\Phi_s - \frac{1}{2}(\Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_2)$$

d'où :

$$\frac{1}{2}(\Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_2) = \Delta\Phi$$

Comme $\vartheta = \omega t$ on a :

$$\Phi_1' - \Phi_2' = -\Delta\Phi = -10^8 \cdot \frac{U_{max}}{2 N_a} \cdot \int_0^{\frac{\vartheta}{\omega}} \sin\omega t \, dt = -10^8 \cdot \frac{U_{max}}{2 N_a \omega} \cdot (1 - \cos\vartheta)$$

et :

$$d(\Phi_1' - \Phi_2') = -10^8 \frac{U_{max}}{2 N \omega} \cdot \sin\vartheta \cdot d\frac{\vartheta}{\omega}$$

En ce qui concerne le courant dans le circuit d'utilisation, la figure 12 permet d'écrire pour la même demi-période de la tension d'alimentation :

$$I = \frac{U_{max}}{R_t} \cdot \int_0^{\frac{\vartheta}{\omega}} \sin\omega t \, dt + \frac{U_{max}}{R_t} \cdot \int_{\frac{\vartheta}{\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} \sin\omega t \, dt$$

R_t qui représente la résistance totale offerte au passage du courant alternatif comprend :

- La résistance de l'enroulement alternatif (R_a)
- La résistance de l'enroulement de réaction (R_r)
- La résistance des éléments du redresseur sec inséré dans l'enroulement alternatif (rd)
- La résistance de charge (R).

Entre les temps 0 et $\frac{\vartheta}{\omega}$ la valeur du courant d'utilisation est nulle. Il en résulte que pendant une demi-période de la tension alternative la valeur du courant alternatif I qui traverse la charge a pour expression :

$$I = \frac{U_{max}}{R_t} \int_{\theta}^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t$$

où :

$$I = \frac{U_{max}}{R_t} . \ (1 + \cos \vartheta)$$

La valeur moyenne I_m du courant pendant cette demi-période, est donc :

$$I_m = \frac{1}{\pi} . \ \frac{U_{max}}{R_t} . \ (1 + \cos \vartheta)$$

comme :

$$I_c = I_m . \ \frac{N_a}{N_c} . \ (1 - \beta)$$

on tire :

$$dI_c = - (1 - \beta) . \ \frac{N_a}{N_c} . \frac{1}{\pi} . \ \frac{U_{max}}{R_t} . \ \sin \vartheta . \ d \frac{\vartheta}{\omega}$$

d'où :

$$L_c = 10^{-8} . \ N_c . \ \frac{d}{dI_c} (\Phi_1' - \Phi_2') = \frac{N_c^2}{N_a^2} . \ \frac{1}{4f} . \ \frac{1}{1 - \beta} . \ R_t$$

La constante de temps correspondant à l'établissement du courant dans l'enroulement de commande est donc :

$$\boxed{\tau_c = \frac{L_c}{R_c} = \frac{R_t}{R_c} . \ \frac{N_c^2}{N_a^2} . \ \frac{1}{4f} . \ \frac{1}{1 - \beta}} \qquad (8)$$

Elle diminue lorsque la fréquence d'alimentation augmente et, elle augmente avec le taux de réaction positive. En appelant D la quantité $\frac{R_t}{N_a^2} . \ \frac{1}{4f (1 - \beta)}$ l'expression de la constante de temps devient :

$$\tau_c = D \frac{N_c^2}{R_c}$$

si le transducteur comporte un enroulement de polarisation, celui-ci est étroitement lié à l'enroulement de commande par le noyau magnétique. La constante de temps τ_p de cet enroulement est proportionnelle à $\frac{N_p^2}{R_p}$ et il résulte que la constante de temps du transducteur auto-excité avec enroulement de polarisation s'exprime par la relation :

$$\boxed{T = \tau_c + \tau_p = D \left(\frac{N_c^2}{R_c} + \frac{N_p^2}{R_p} \right)} \qquad (9)$$

qui peut-être généralisé pour plusieurs enroulements de commande.

2.2 - INFLUENCE DES REDRESSEURS SECS DE L'ENROULEMENT DE REACTION SUR LA CONSTANTE DE TEMPS -

En l'absence de courant de réaction le coefficient β est bien déterminé. Par contre en présence de ce courant ce coefficient prend une valeur inférieure β' due à l'existence du courant inverse des

redresseurs qui diminue la valeur moyenne du courant redressé. Il s'ensuit que le rapport $\frac{1}{1-\beta}$ est mal défini, et que l'emploi de redresseurs secs, de mauvaise qualité augmente la constante de temps du transducteur. Pour une même valeur du courant de sortie, c'est-à-dire pour un même état de saturation des noyaux "Ferromagnétiques", il est nécessaire d'apporter au circuit de commande des ampères-tours continus supplémentaires pour annuler les ampères-tours démagnétisants dûs au courant inverse des redresseurs. D'autre part, la présence des redresseurs secs ayant une résistance directe r_{dd}, et une résistance inverse r_{di} donne une valeur différente de la constante temps, selon que la variation Δuc de la tension appliquée aux bornes de l'enroulement de commande est croissante ou décroissante. Dans le cas d'une variation croissante, la tension induite dans l'enroulement de réaction, est la cause d'un courant qui traverse les éléments redresseurs dans le sens inverse, et l'inverse de la résistance apparente de l'enroulement de commande a pour expression :

$$\frac{1}{R'_c} = \frac{1}{R_c} + \left(\frac{N_r}{N_c}\right)^2 \cdot \frac{1}{r_{di} + R_r}$$

Pour une variation décroissante de la tension de commande, le courant induit dans l'enroulement de réaction, traverse les éléments redresseurs dans le sens direct, et l'inverse de la résistance apparente de l'enroulement de commande a pour nouvelle expression :

$$\frac{1}{R''_c} = \frac{1}{R_c} + \left(\frac{N_r}{N_c}\right)^2 \cdot \frac{1}{r_{dd} + R_r}$$

comme :

$$r_{dd} < r_{di}$$

on a :

$$\frac{1}{R''_c} > \frac{1}{R'_c}$$

et la constante de temps du transducteur est plus grande dans le cas d'une variation décroissante de cette tension.

2.3 - INFLUENCE DES CARACTERISTIQUES DES NOYAUX MAGNETIQUES -

La constante de temps de l'enroulement de commande est établie en partant des hypothèses simplificatrices telles que les noyaux "Ferromagnétiques" sont à haute perméabilité et présentent une courbe d'aimantation idéalisée qu'ils n'ont aucune perte par courants de Foucault ou hystérésis, ni aucune fuite de flux magnétique. Dans la pratique ces hypothèses ne sont pas réalisées, il s'ensuit une modification de la courbe d'aimantation du matériau magnétique utilisé. La relation $I_m = f(I_c)$ n'est plus rigoureusement exacte, et dans le calcul de la constante de temps, la valeur moyenne du courant d'utilisation I_m n'est plus nulle entre les instants 0 et $\frac{\delta}{\omega}$. La pente de la caractéristique de réponse qui est égale à 1 dans le cas du transducteur série, devient alors $1 - \delta$ où δ est une quantité sinusoïdale du temps de faible valeur dans le cas d'utilisation des noyaux "Ferromagnétiques" à haute perméabilité et de forme torique. Il résulte que la constante de temps de l'enroulement de commande d'un transducteur est variable avec l'angle à partir duquel apparaît la saturation du noyau :

2.4 - INFLUENCE DE LA TENSION D'ALIMENTATION -

Les causes précédentes, ont pour effet de modifier la pente de la caractéristique d'un transducteur et par suite d'agir sur la valeur du gain et de la constante de temps. Les variations de la tension d'alimentation au contraire, ont pour effet de déplacer latéralement cette caractéristique. Cet effet est toutefois négligeable dans le cas du montage symétrique des transduteurs.

2.5 - AMELIORATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS -

On peut améliorer la constante temps en agissant sur la fréquence d'alimentation et sur la résistance des différents enroulements. En pratique, pour des constantes temps de quelques millisecondes, la fréquence d'alimentation est comprise entre 50 Hz et 1600 Hz. L'augmentation des

résistances et en particulier celle de l'enroulement de commande offre peu d'intérêt, car elle conduit à une augmentation de la puissance de commande et par conséquent à une diminution du gain. Pour une fréquence d'alimentation donnée, si l'on veut obtenir un gain important avec une faible constante de temps, on utilise plusieurs transducteurs montés en cascade. De cette manière le gain final est égal au produit des gains partiels ; alors que la constante de temps globale est égale à la somme des constantes de temps de chaque transducteur.

CHAPITRE III

DÉTERMINATION DES ÉLÉMENTS DE CONSTRUCTION DES TRANSDUCTEURS

3.1 - CHOIX DES MATERIAUX UTILISES -

Il est nécessaire, pour établir le projet d'un transducteur d'utiliser les caractéristiques B = f (H) représentant l'induction alternative B dans le noyau en fonction de l'intensité du champ alternatif H pour différentes valeurs du champ de prémagnétisation $\mathcal{H}$. En considérant (Fig. 13) l'intersection de ces caractéristiques avec la verticale H = Cte on obtient la nouvelle famille de caractéristiques B = f ($\mathcal{H}$) pour diverses valeurs du paramètre H. Leur allure, est représentée par les traits interrompus de la figure 13. De la pente de ces caractéristiques, pour une valeur donnée du champ alternatif H, on déduit le coefficient $\frac{\Delta B}{\Delta \mathcal{H}}$ qui détermine le rapport entre la variation pratiquement possible de l'induction dans les noyaux magnétiques ; et la variation correspondante du champ de prémagnétisation. Les limites de linéarité en fonction de différentes valeurs de la tension alternative d'alimentation sont ainsi précisées.

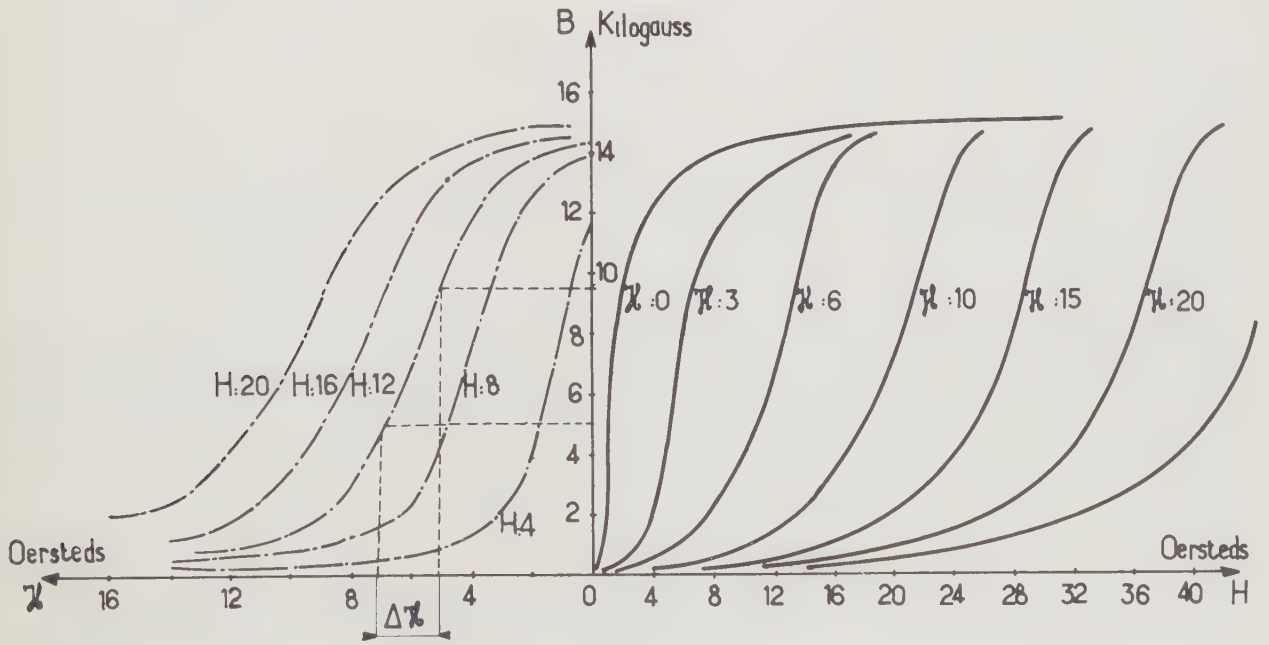


Fig. 13

Toutefois, dans la pratique la réalisation d'un transducteur reste souvent le résultat d'un compromis entre des raisons d'ordre technique et des raisons d'ordre financier. Ce n'est donc pas forcément le meilleur matériau qui est utilisé. En particulier, pour les transducteurs dont la puissance

dépasse quelques dizaines de watts on utilise presque toujours le fer-silicium que l'on trouve dans l'industrie sous forme de tôles d'épaisseurs variables, dont on peut obtenir des profils découpés de dimensions convenables. La qualité de ces tôles est définie par les pertes en watts par kilogramme pour une induction de 10 000 Gauss et pour une fréquence de 50 Hertz.

La courbe de magnétisme du fer-silicium (Fig. 14) montre, que sa perméabilité n'est pas très élevée dans la partie non saturée et qu'elle présente un coude de saturation peu accentué.

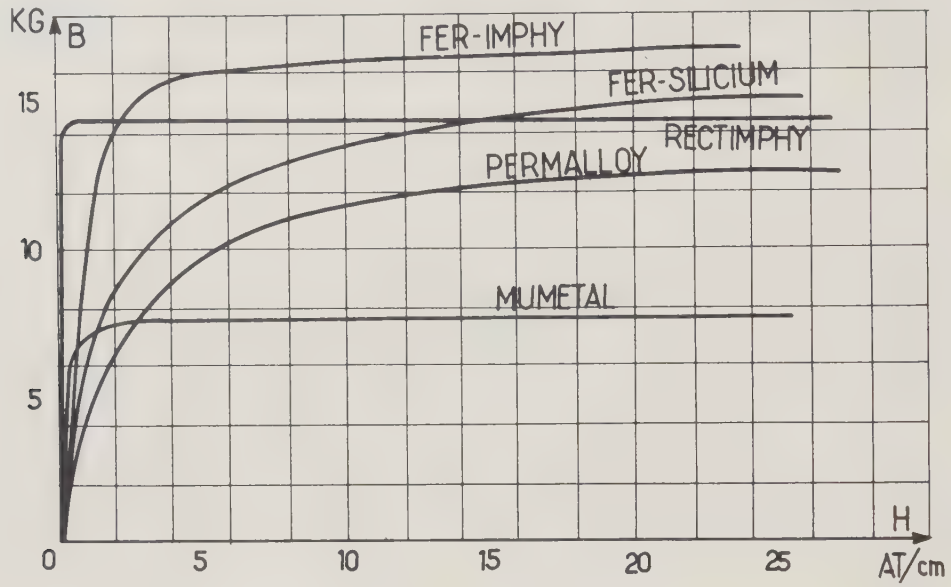


Fig. 14

Pour des puissances inférieures, il est fait usage d'un fer très pur fabriqué sous le nom de fer-Imphy. Sa courbe de magnétisme (Fig. 14) nettement supérieure à celle du fer-silicium, présente un coude de saturation plus brusque. Son utilisation est surtout préconisée pour des puissances de l'ordre du watt.

Pour les puissances inférieures au watt, ce sont en général les alliages fer-nickel à haute perméabilité qui sont utilisés. Parmi ces alliages citons le Permalloy et le Mu-métal. Tous deux ont des propriétés magnétiques assez bien adaptées pour leur emploi dans les transducteurs en particulier le Mu-métal. Malheureusement il présente une induction à saturation inférieure à 10 000 Gauss. Ces alliages sont livrés sous forme de tôles, ou de rubans permettant dans ce dernier cas la réalisation de noyaux toriques. On utilise également les matériaux à très haute perméabilité et à cycle d'hysteresis rectangulaire tel que le Rectimphy (Fig. 14). Ces matériaux sont livrés sous forme de tores dont le prix de vente est en général assez élevé.

3.1.1 - Intérêt d'avoir une saturation élevée.

La puissance délivrée par un transducteur est en effet proportionnelle à la tension maximum que les inductances saturables peuvent absorber par variation de flux.

3.1.2 - Intérêt d'avoir une perméabilité élevée.

L'amplification est d'autant plus grande, que les ampères-tours nécessaires pour porter le noyau à saturation sont faibles. Il est donc intéressant que le coude de la courbe de magnétisme soit très brusque.

3.1.3 - Influence de la forme des noyaux sur la courbe de magnétisme.

Les fuites de flux ont pour effet de modifier la courbe pratique de magnétisme. Pour des profils découpés, ces fuites sont variables d'un profil à un autre. Il y a donc intérêt à utiliser des noyaux de forme torique, cette structure présentant le minimum de fuites.

3.2 - PARAMETRES DE CONSTRUCTION -

Les données nécessaires pour conduire le calcul d'un transducteur sont :

- La puissance maximum d'utilisation lorsque le signal de commande atteint sa valeur maximum.

- La puissance minimum d'utilisation lorsque le signal de commande est nul.

Les caractéristiques du circuit d'utilisation (résistance, réactance, facteur de puissance, etc.)

- Le facteur d'amplification.

Le calcul est conduit pour les transducteurs avec ou sans réaction sur les deux régimes limites de fonctionnement du noyau. En présence du champ magnétisant maximum, et en l'absence du champ magnétisant (marche à vide).

3.3 - VOLUME DU FER D'UN TRANSDUCTEUR SIMPLE -

Soient :

- Ps_{max} : la puissance apparente maximum d'utilisation lorsque le signal de commande atteint sa valeur maximum.

- Ps_{min} : la puissance apparente minimum d'utilisation lorsque le signal de commande est nul (marche à vide).

- R : la résistance ohmique de la charge,

- X : la réactance de la charge,

Soient d'autre part :

- U_a : valeur de la tension alternative d'alimentation,

- R_a : résistance ohmique de l'enroulement alternatif,

- kx_a : réactance de l'enroulement alternatif,

- N_a : nombre de spires de l'enroulement alternatif,

- S_f : section en cm^2 de la branche externe du circuit magnétique,

- l_f : longueur moyenne en cm du circuit alternatif pour la composante alternative du flux magnétique.

La puissance apparente d'utilisation lorsque le signal de commande atteint sa valeur maximum à pour expression :

$$P_s = \frac{U_a^2}{Z^2} \cdot R = \frac{U_a^2 \cdot R}{(R + R_a)^2 + (X + kx_a)^2} = \boxed{\frac{U_a^2 R}{x_a} \cdot \frac{x_a}{(R + R_a)^2 + (X + kx_a)^2}} \qquad (10)$$

Le coefficient $k < 1$ définit la diminution de la réactance de l'enroulement alternatif lorsque le courant de commande est maximum. Pour un courant de commande nul k est égal à 1. En désignant par Ea la force électromotrice de l'enroulement alternatif on peut approximativement écrire lorsque le courant de commande est nul :

$$E_a = 4,44 \cdot f \cdot N_a \cdot S_f \cdot B_{max} \cdot 10^{-8}$$

comme :

$$x_a = \omega L(a) = 2\pi f \cdot \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N_a^2 \cdot S_f \cdot \mu}{l_f \cdot 10^8}$$

il vient :

$$\frac{U_a^2}{x_a} = 2,5.\ f.\ V_f\ .\ \frac{B_{max}^2}{\mu}\ .\ 10^{-8}$$

où V_f représente le volume du noyau sans branche médiane et μ la perméabilité efficace en l'absence du champ magnétisant. En remplaçant $\frac{U_a^2}{x_a}$ par sa valeur dans l'expression (10) on obtient pour la puissance d'utilisation :

$$\boxed{P_s = 2,5.\ f.\ V_f\ .\ \frac{B_{max}^2}{\mu}\ .\ \frac{R x_a .\ 10^{-8}}{(R + R_a)^2 + (X + k x_a)^2}} \qquad (11)$$

Cette expression présentant un maximum pour $x_a = \sqrt{\frac{(R + R_a)^2 + X^2}{k}}$ devient :

$$P_{s\ max} = \frac{U_a^2 .\ R}{2\ (k^2\ x_a^2 + k\ X\ x_a)}$$

D'où on tire la valeur du courant traversant la charge lorsque le signal de commande est maximum :

$$I_{max} = \sqrt{\frac{P_{s\ max}}{R}} = \frac{U_a}{\sqrt{2\ (k^2\ x_a^2 + k\ X x_a)}}$$

En l'absence de courant de commande (marche à vide) on a k = 1 et, l'expression de la puissance apparente minimum est :

$$P_{min} = I_{min}^2\ .\ R = \frac{U_a^2 .\ R}{(R + R_a)^2 + (X + x_a)^2}$$

ou en tenant compte de la valeur xa :

$$P_{min} = \frac{U_a^2 .\ R}{(1 + k^2)\ x_a^2 + 2X\ x_a}$$

D'où :

$$I_{min} = \frac{U_a}{\sqrt{(1 + k^2)\ x_a^2 + 2X\ x_a}}$$

En régime de marche à vide, la valeur de la force électromotrice induite dans l'enroulement alternatif est :

$$E_a = I_{min} .\ x_a = \frac{U_a}{\sqrt{1 + k^2 + 2\frac{X}{x_a}}}$$

d'où :

$$U_a = E_a .\ \sqrt{1 + k^2 + 2\frac{X}{x_a}}$$

et puisque $E_a = 4,44\ f.\ N_a .\ S_f .\ B_{max} .\ 10^{-8}$, on obtient pour l'expression de U_a :

$$U_a = 4,44.\ f.\ N_a .\ S_f .\ B_{max}\ \sqrt{1 + k^2 + 2\frac{X}{x_a}} .\ 10^{-8}$$

Dans la construction d'un transducteur simple, pour des considérations d'échauffement et de gain on prend généralement $0,05 \leq R_a \leq 0,1\ R$. Si on néglige R_a devant R on obtient pour la puissance apparente maximum de sortie dans les conditions de rendement maximum :

$$Ps_{max} = 1,25\ .\ f.\ V_f .\ \frac{B_{max}}{k\ \mu}\ .\ \frac{R}{Z + X}\ .\ 10^{-8}$$

avec :

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Comme $R = Z \cos \varphi$ et $X = Z \sin \varphi$ l'expression de la puissance de sortie devient en définitive :

$$P_{s\,max} = 1,25.\ f.\ V_f.\ \frac{B_{max}}{k.\mu}.\ \frac{\cos \varphi}{1 + \sin \varphi}.\ 10^{-8}$$

et celle du volume du fer :

$$\boxed{V_f = \frac{P_{s\,max}\ .\ k.\mu\ (1 + \sin \varphi)}{1,25.\ f.\ B^2_{max}\ .\ \cos \varphi} 10^{-8}} \qquad (12)$$

où la valeur de k est déterminée à partir des puissances maximum et minimum. L'expression 12 permet ainsi le calcul du volume utile de fer en fonction de la connaissance du matériau, de la puissance d'utilisation maximum et minimum, de la résistance, et de la réactance de la charge.

3.4 - VOLUME DU FER D'UN TRANSDUCTEUR SYMETRIQUE -

Le transducteur symétrique est composé de deux transducteurs simples. Le courant d'utilisation est égal à la différence des courants de sortie de chacun des transducteurs d'où la puissance apparente d'utilisation :

$$P = R\,(I_2 - I_1)^2$$

I_2 représente le courant de sortie du transducteur pour lequel le champ de prémagnétisation est maximum (courants de commande et de polarisation dans le même sens).

Et I_1 représente le courant de sortie du transducteur pour lequel le champ de prémagnétisation est minimum (courants de commande et de polarisation en sens inverse).

Si le transducteur symétrique fonctionne avec une valeur de k identique à celle du transducteur simple on peut écrire : $I_1 = \frac{I_2}{k}$.

d'où :

$$P = RI_2^2\left(1 - \frac{1}{k}\right)^2$$

Si de plus, la valeur maximum du courant de sortie I_2 est identique à la valeur maximum du courant de sortie I max du transducteur simple, l'expression de la puissance maximum de sortie d'un transducteur du montage symétrique sera :

$$P = RI^2_{max}\left(1 - \frac{1}{k}\right)^2$$

où : $\frac{P}{\left(1 - \frac{1}{k}\right)^2}$ = Ps max du transducteur simple. Il en résulte que le volume du fer correspondant est $\frac{V_f}{\left(1 - \frac{1}{k}\right)^2}$ ce qui donne pour le transducteur symétrique complet :

$$V'_f = V_f.\ \frac{2}{\left(1 - \frac{1}{k}\right)^2} \qquad (13)$$

V_f étant le volume du fer du transducteur simple.

3.5 - SECTION DES ENROULEMENTS CONTINUS, ALTERNATIFS ET DE REACTION POUR UN TRANSDUCTEUR SIMPLE SUR CIRCUIT MAGNETIQUE A PROFIL DECOUPE -

L'étude du gain optimum pour un transducteur réalisé avec le circuit magnétique de la figure 15 conduit en pratique à concevoir des enroulements continus et alternatifs de volume sensiblement égal. D'après la relation (5) on doit en effet avoir :

$$N_c \, I_c = N_a \, I_m$$

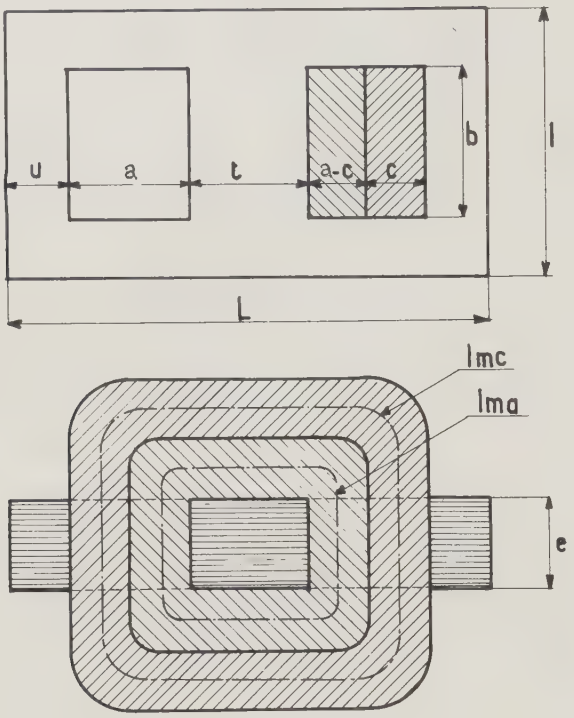


Fig. 15

si d_a : est le diamètre du fil de l'enroulement alternatif,

d_c : le diamètre du fil de l'enroulement continu,

a : la largeur de la fenêtre utilisée pour loger les enroulements,

c : la largeur utilisée pour l'enroulement continu,

b : la hauteur de la fenêtre,

k_1 : le coefficient de foisonnement du fil,

σ : la densité de courant admissible.

On peut écrire :

$$N_c = 4 . \frac{c . b . k_1}{\pi d_c^2}$$

$$N_a = 4 . \frac{(a - c) . b . k_1}{\pi d_a^2}$$

$$I_c = \sigma \cdot \pi \cdot \frac{d_c}{4}$$

$$I_m = \sigma \cdot \pi \cdot \frac{d_a}{4}$$

En remplaçant dans $N_c I_c = N_a I_m$ les lettres par leur valeur, on a :

$$cb = ba - cb$$

ou :

$$\boxed{c = \frac{a}{2}} \qquad (14)$$

3.6 - SECTION DES ENROULEMENTS POUR UN TRANSDUCTEUR SIMPLE SUR NOYAU TOROIDAL -

Si les surfaces occupées par les deux enroulements sont celles représentées sur la figure 16 on doit avoir en calculant comme précédemment :

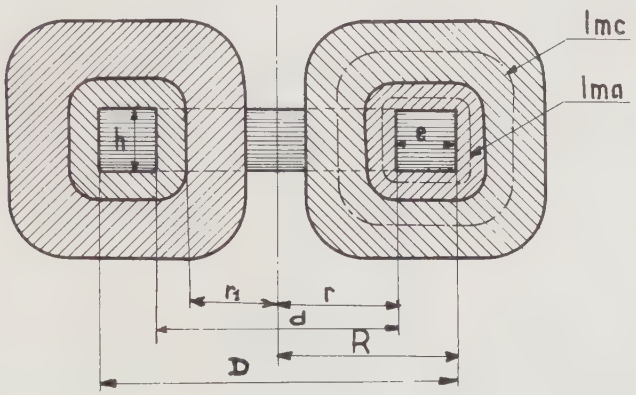


Fig. 16

$$N_a = 4 \frac{\pi(r^2 - r_1^2) \cdot k_1}{\pi d_a^2}$$

$$N_c = 4 \frac{\pi \cdot r_1^2 \cdot k_1}{\pi d_c^2}$$

$$I_c = \sigma \cdot \pi \cdot \frac{d_c^2}{4}$$

$$I_m = \sigma \cdot \pi \cdot \frac{d_a^2}{4}$$

soit :

$$r^2 - r_1^2 = r_1^2$$

où :

$$\boxed{r_1 = \frac{r}{\sqrt{2}} = 0,707\ r} \qquad (15)$$

3.7 - SECTION DES ENROULEMENTS POUR UN TRANSDUCTEUR AUTO-EXCITE -

Pour un transducteur auto-excité, la répartition des enroulements alternatifs et de réaction est fonction du coefficient de réaction β. L'enroulement de réaction est parcouru par le courant I_m. La section du fil des enroulements alternatifs et de réaction est pratiquement identique puisque $I_{eff} \simeq I_m$. Leur diamètre l'est également d'où : $d_r = d_a$. Si on admet que la longueur de la spire moyenne de chacun de ces enroulements est la même, on a :

$$\frac{R_r}{R_a} = \frac{N_r}{N_a} = \beta$$

Soit donc (a-c) b la surface disponible pour loger les enroulements alternatifs et de réaction. Si pb (a-c) est la surface occupée par l'enroulement alternatif, la surface occupée par l'enroulement de réaction est :

$$(1 - p)\ (a - c)\ b$$

d'où :

$$N_a = 4.\ \frac{p.\ b\ (a - c).\ k_1}{\pi\ d^2\ a}$$

et :

$$N_r = 4.\ \frac{(1 - p)\ (a - c).\ b.\ k_1}{\pi\ d^2 r}$$

Comme le diamètre du fil des deux enroulements est le même on a :

$$\frac{N_r}{N_a} = \frac{1 - p}{p} = \beta$$

d'où :

$$\boxed{p = \frac{1}{1 + \beta}} \qquad (16)$$

Pour $\beta \simeq 1$ on a :

$$\boxed{p \simeq 0,5}$$

Il en résulte que dans la construction d'un transducteur auto-excité dont le coefficient de réaction est voisin de 1, la surface disponible pour loger l'enroulement alternatif est en principe la moitié de ce qu'elle était avec le transducteur simple. On prendra donc la moitié de l'espace disponible pour loger l'enroulement de commande, l'autre moitié étant répartie entre les enroulements alternatifs et de réaction. Un certain espace étant réservé à l'enroulement de polarisation s'il y a lieu (Fig. 17). En pratique on peut être conduit à utiliser une répartition différente. C'est notamment le cas lorsque l'on utilise comme courant de commande, l'effet produit par deux courants de sens contraire (cas de deux transducteurs montés symétriquement). Chaque noyau comporte alors deux enroulements de commande, parcourus respectivement par des courants Ic_1 et Ic_2. Les ampères-tours résultants sont :

$$N_{c_1}\ I_{c_1} - N_{c_2}\ I_{c_2}$$

En admettant que :

$$N_{c_1} = N_{c_2} = N_c$$

on doit avoir :

$$N_c\ (I_{c_1} - I_{c_2}) = N_a\ I_m$$

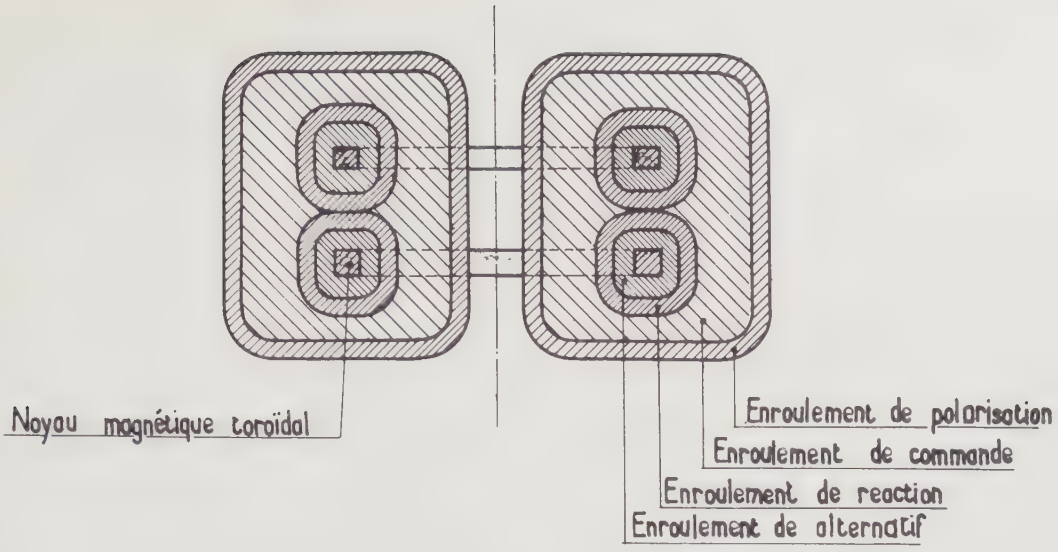


Fig. 17

En général les courants I_{c_1} et I_{c_2} sont de la forme :

$$I_{c_1} = I_c + \Delta I$$

et :

$$I_{c_2} = I_c - \Delta I$$

pour $I_{c_1} = I_{c_2} = I_c$ les ampères-tours résultants sont nuls d'où :

$$I_{c_1} = \frac{\sigma \cdot \pi d_c^2}{4}$$

et :

$$I_{c_1} - I_{c_2} = I_{c_1} \frac{2\Delta I}{I_c + \Delta I}$$

Le même calcul que précédemment conduit à avoir :

$$c = a \frac{I_c + \Delta I}{I_c - 2\Delta I}$$

On constate que la fraction nécessaire pour les enroulements continus, est d'autant plus grande que ΔI est plus petit par rapport à I_c.

3.8 - DIMENSIONS GEOMETRIQUES DES NOYAUX POUR UN TRANSDUCTEUR SIMPLE SUR CIRCUIT MAGNETIQUE A PROFIL DECOUPE -

Considérons le circuit magnétique de la figure 15. Si u représente la largeur de la branche latérale on peut, à l'aide des coefficients m, n et p déterminer les dimensions du circuit magnétique à utiliser. Ecrivons que :

$$L = m\,u,\ l = n\,u,\ \text{et}\ t = p\,u$$

Pour les profils standards Imphy en Mumétal on aurait :

$$m = 6 \quad n = 5 \ \text{et}\ p = 2$$

La surface d'une tôle sans branche médiane est alors :

$$S_t : 2\,l\,u + 2(L - 2u)\,u$$
$$= 10\,u^2 + 8\,u^2 = 18\,u^2$$

et, la longueur moyenne du circuit magnétique sans branche médiane pour la composante alternative du flux magnétique :

$$l_f = 2(L - u) + 2(1 - u)$$
$$= 10\,u + 8\,u = 18\,u$$

L'expression de la force magnéto-motrice relative à l'enroulement alternatif est :

$$H_{max}.\ l_f = 0,4.\pi.\ N_a.\ I_a.\sqrt{2}$$

Soit : S_a, la surface de la fenêtre occupée par l'enroulement alternatif. k_1 le coefficient de foisonnement du fil est σ la densité de courant admissible. En tenant compte des conditions d'échauffement on peut écrire :

$$I_a = \sigma.\ \frac{S_a.\ k_1}{N_a}$$

d'où :

$$H_{max}.\ l_f = 0,4.\pi.\ S_a.\ k_1.\ \sigma.\sqrt{2}$$

et :

$$S_a = (a - c)\,b = \frac{H_{max}.\ l_f}{0,4.\pi.\sqrt{2}.\ \sigma\,k_1}$$

Pour les conditions de gain optimum on a $c = \frac{a}{2}$ d'où :

$$S_a = \frac{a}{2}.\,b = \frac{3u^2}{2} = \frac{H_{max}.\ l_f}{0,4.\pi.\sqrt{2}.\sigma.\ k_1} = \frac{H_{max}.\ 18\,u}{0,4.\pi.\sqrt{2}.\sigma.\ k_1}$$

En posant $k_1 = 0,9$ on obtient :

$$u = 7,5.\ \frac{H_{max}}{\sigma}$$

H_{max} étant déterminé par les conditions de fonctionnement d'après les courbes de la figure 13 et σ par les conditions d'échauffement imposées pour le transducteur d'où :

$$L = 45.\ \frac{H_{max}}{\sigma}$$

$$l = 37,5 . \frac{H_{max}}{\sigma}$$

$$e = \frac{V_f}{k_2 S_t} = \frac{V_f . \sigma^2}{10^3 . H_{max}^2 . k_2}$$

(k_2 étant le coefficient de foisonnement des tôles),

et :

$$t = 15 . \frac{H_{max}}{\sigma}$$

3.9 - DIMENSIONS GEOMETRIQUES DES NOYAUX POUR UN TRANSDUCTEUR SIMPLE SUR NOYAU TOROIDAL -

Soient D et d les diamètres extérieurs et intérieurs du tore (Fig. 16). Si on pose $\frac{D}{d} = m$ on obtient l'épaisseur du tore :

$$e = \frac{D - d}{2} = \frac{(m - 1)}{2} . d$$

pour la longueur moyenne du fer :

$$l_f = \frac{\pi d}{2}(m + 1)$$

et pour la hauteur du tore :

$$h = \frac{V_f}{k_2 . e . l_f} = \frac{4 . V_f}{k_2 (m^2 - 1) . \pi . d^2}$$

En cherchant dans la gamme des tores standard Imphy par exemple on trouve pour m une valeur moyenne de 1,3 d'où :

$$e = \frac{0,3}{2} . d . l_f = 3.61\ d \text{ et } h \simeq 1,8 . \frac{V_f}{k_2 d^2}$$

D'autre part en tenant compte des conditions d'échauffement et de gain optimum on a :

$$H_{max} . l_f = 0,4 . \pi . S_a . k_1 . \sigma . \sqrt{2}$$

et :

$$S_a = \pi \left(\frac{d^2}{4} - 0,5 . \frac{d^2}{4} \right) = \frac{H_{max} . 3,61 . d}{0,4 \pi . k_1 . \sigma . \sqrt{2}}$$

d'où :

$$d \simeq 6 . \frac{H_{max}}{\sigma}$$

$$D \simeq 7,8 . \frac{H_{max}}{\sigma}$$

$$e \simeq 0,9 . \frac{H_{max}}{\sigma}$$

et :

$$h \simeq \frac{V_f . \sigma^2}{20 . H_{max}^2 . k_2}$$

3.10 - NOMBRES DE SPIRES DES ENROULEMENTS ALTERNATIFS -

Les dimensions géométriques des circuits magnétiques permettent de calculer la longueur moyenne de l'enroulement alternatif l_{ma}, d'où :

$$N_a = \frac{R_a \cdot S_a \cdot k_1}{\rho \cdot l_{ma}}$$

En prenant $0,05\ R \leqslant Ra \leqslant 0,1\ R$ on peut écrire :

$$N_a = K\ R \cdot \frac{S_a \cdot k_1}{\rho \cdot l_{ma}}$$

R étant donné, il est alors possible de calculer le nombre de spires N_a de l'enroulement alternatif.

3.11 - NOMBRE DE SPIRES DE L'ENROULEMENT DE REACTION -

Le nombre de spires de cet enroulement, est fonction du coefficient de réaction β. Si l'on veut que celui-ci ait une valeur voisine de 1 (soit 0,95 par exemple) on a : $N_r = 0,95\ N_a$ ce qui conduit, pour une valeur de résistance identique à celle de l'enroulement alternatif à avoir pour une même section des deux enroulements, une longueur moyenne de l'enroulement de réaction légèrement supérieure à celle de l'enroulement alternatif.

3.12 - NOMBRE DE SPIRES DE L'ENROULEMENT DE COMMANDE -

L'expression $N_c = \frac{\mathcal{H} \cdot l_c}{I_c}$ permet le calcul du nombre de spires de l'enroulement de commande. l_c représentent la longueur moyenne du circuit magnétique pour la composante continue du champ magnétique. Elle est déterminée par les conditions de gain optimum (dimensions géométriques du circuit magnétique). $\mathcal{H}$ et I_c sont déterminés par les caractéristiques $B = f(\mathcal{H})$ du matériau utilisé et par les conditions d'échauffement.

La figure 17 représente en coupe la disposition des différents enroulements pour un transducteur conçu avec des noyaux toroïdaux.

3.13 - TENSION D'ALIMENTATION -

Elle est obtenue à partir de l'expression $U_a = 4,44.\ f.\ N_a.\ S_f.\ B_{max}\ 10^{-8}$ pour laquelle tous les termes sont déterminés.

CHAPITRE IV

PRÉDÉTERMINATION D'UN SYSTÈME DE RÉGLAGE COMPORTANT DES TRANSDUCTEURS

L'utilisation des transducteurs dans les chaînes de réglage présente en apparence certains inconvénients résultant en particulier de leur constante de temps qui ne peut être négligée. De plus, il est souvent nécessaire dans ces chaînes d'utiliser plusieurs étages de transducteurs. Or, chacun d'eux présente une constante de temps plus ou moins grande qui complique l'étude de la stabilisation. La complexité de la prédétermination du meilleur schéma, et des performances optimum, conduit souvent à rechercher une méthode rapide d'approximation basée sur les propriétés élementaires des équations algébriques. Celles-ci, permettent de voir de façon approchée, comment évoluent les constantes de temps d'un système sous l'effet d'un grand nombre d'éléments stabilisateurs ou de chaines stabilisatrices. Ces évolutions, représentées sur un diagramme amplitude-fréquence, éclairent sur le choix du dispositif de stabilisation nécessaire pour rendre le système de réglage stable, rapide et précis.

On sait que la précision statique est fonction : Du gain total de la chaîne de réglage en boucle ouverte pour une condition de marche donnée. Des variations relatives de ce gain total en fonction des conditions différentes de marche. De l'importance des grandeurs perturbatrices entrant en différents points de la boucle totale : L'on sait également, que la rapidité peut se chiffrer par le temps de rétablissement de la grandeur physique à régler lors d'une perturbation ou d'un changement brusque de régime.

D'autre part le temps de réponse dépend en général :

- De l'importance des réserves de puissance de chacun des élements de la chaîne, soit donc du rapport entre la puissance de pointe que peut fournir un élément et sa puissance de régime.

- De la fréquence de coupure, qui est la fréquence pour laquelle l'amplitude de la chaîne de réglage en boucle ouverte est égale à l'unité dans le diagramme logarithmique amplitude-fréquence. Plus cette fréquence de coupure sera élevée plus grande sera la rapidité de réponse. Ainsi dans une chaîne de réglage où l'on connaît ; les variations relatives du gain en boucle aux différents régimes, l'importance des perturbations qui entrent dans la chaîne, l'importance de la réserve de puissance des différents éléments de la chaîne ; il suffit, pour s'imposer une précision donnée de satisfaire à une condition de la forme $G > Go$ où Go est le gain statique de la chaîne en boucle ouverte pour le régime considéré. Suivant le gain nécessaire il faut un nombre d'étages magnétiques plus ou moins important, et la valeur de la constante de temps est fonction de ce gain.

Nous ne savons pas à l'avance le nombre d'étages magnétiques nécessaire. Seul le type du dernier étage est défini en fonction de la puissance nécessaire, et de la réserve de puissance que l'on désire. A partir de ces données, on élabore un premier projet concernant uniquement cet étage. Si la résistance d'entrée R_c n'est pas imposé on prend la valeur la plus faible compatible avec la puissance à l'entrée. On en déduit la valeur de N_c optimum et on calcule sa constante de temps T_c. On stabilise schématiquement le système et on déduit le gain G (m) minimum sans dispositif stabilisateur qu'il est nécessaire d'obtenir pour avoir une stabilité et une rapidité de réponse convenable. Puis on compare ce gain avec le gain G (u) fourni par l'étage considéré.

Si $G(u) > G(m)$, il est possible de stabiliser le système tout en le rendant rapide et précis.

Si $G(u) < G(m)$, il faut utiliser deux étages d'amplification. Si R_{c1} et R_{c2} sont les résistances de chacun des enroulements de commande de ces deux étages, on choisit pour le nombre de spires N_{c1} et N_{c2} de ces enroulements les valeurs optimum. On effectue comme précédemment une stabilisation schématique en s'imposant toujours une précision, et une rapidité de réponse de données puis on déduit le gain minimum G (m) à obtenir. Soit $G_1(u)$ et $G_2(u)$ les gains de chacun des deux étages. Si $G_1(u) \times G_2(u) > G(m)$ on peut affirmer que la stabilisation est possible pour la rapidité de réponse imposée. D'autre part, on choisit les dispositifs de stabilisation susceptibles de produire les

déplacements désirés des éléments dans le diagramme amplitude-fréquence. Ces dispositifs peuvent-être :

- A contre-réaction par couplage direct, ce qui exigé l'emploi d'un enroulement supplémentaire dans l'amplificateur magnétique.

- A résistance et capacité dans la chaîne de réaction, avec des précautions toutefois en ce qui concerne les phénomènes de résonnance entre la capacité et l'inductance de l'enroulement de contre-réaction de l'amplificateur magnétique, ou à transformateur d'amortissement, mais cette solution conduit souvent à l'utilisation de transformateur d'un encombrement prohibitif.

CHAPITRE V

RÉGULATEUR DE TEMPÉRATURE DE PUISSANCE 1,5 KVA

A partir de la faible puissance fournie par un thermocouple, ou par une sonde à résistance, ce régulateur agit sur la puissance de chauffage d'un four, proportionnellement aux variations de la température de celui-ci de part et d'autre d'une valeur prédéterminée.

L'appareil dont le schéma de principe est donnée figure 18, est destiné à la conduite automatique d'un four de laboratoire étudié en annexe I. Il comprend essentiellement :

- Une source de référence,
- Un amplificateur constitué par des transducteurs montés symétriquement,
- Un étage de puissance constitué par un transducteur simple.

Les transducteurs utilisés dans l'amplificateur sont enfermés dans des boitiers étanches cylindriques. Ils sont amovibles, leur incorporation dans l'appareil s'effectue au moyen de culots à broches analogues à ceux couramment utilisés en électronique.

5.1 - SOURCE DE REFERENCE -

Cette source, fournit une tension continue à partir d'un montage en pont de redresseurs secs Rd_1. Dans sa diagonale utilisation on trouve : Le condensateur C_1 destiné au filtrage de la tension redressée, qui est ensuite stabilisée par un ensemble de trois tubes de référence L_1, L_2, L_3. Les résistances R_1 à R_6 permettent l'établissement des Potentiels sur ces tubes. Les résistances R_3 à R_6 permettent l'alimentation des enroulements de polarisation des étages 1 et 2 de l'amplificateur. Le potentiomètre P_1 permet un réglage progressif de la tension de sortie de cette source entre 0 et 60 mV. Cette tension est connectée en opposition avec la force électromotrice développée par les sondes utilisées. La tension différentielle résultante (tension d'erreur) est appliquée à l'entrée de l'amplificateur.

5.2 - AMPLIFICATEUR MAGNETIQUE -

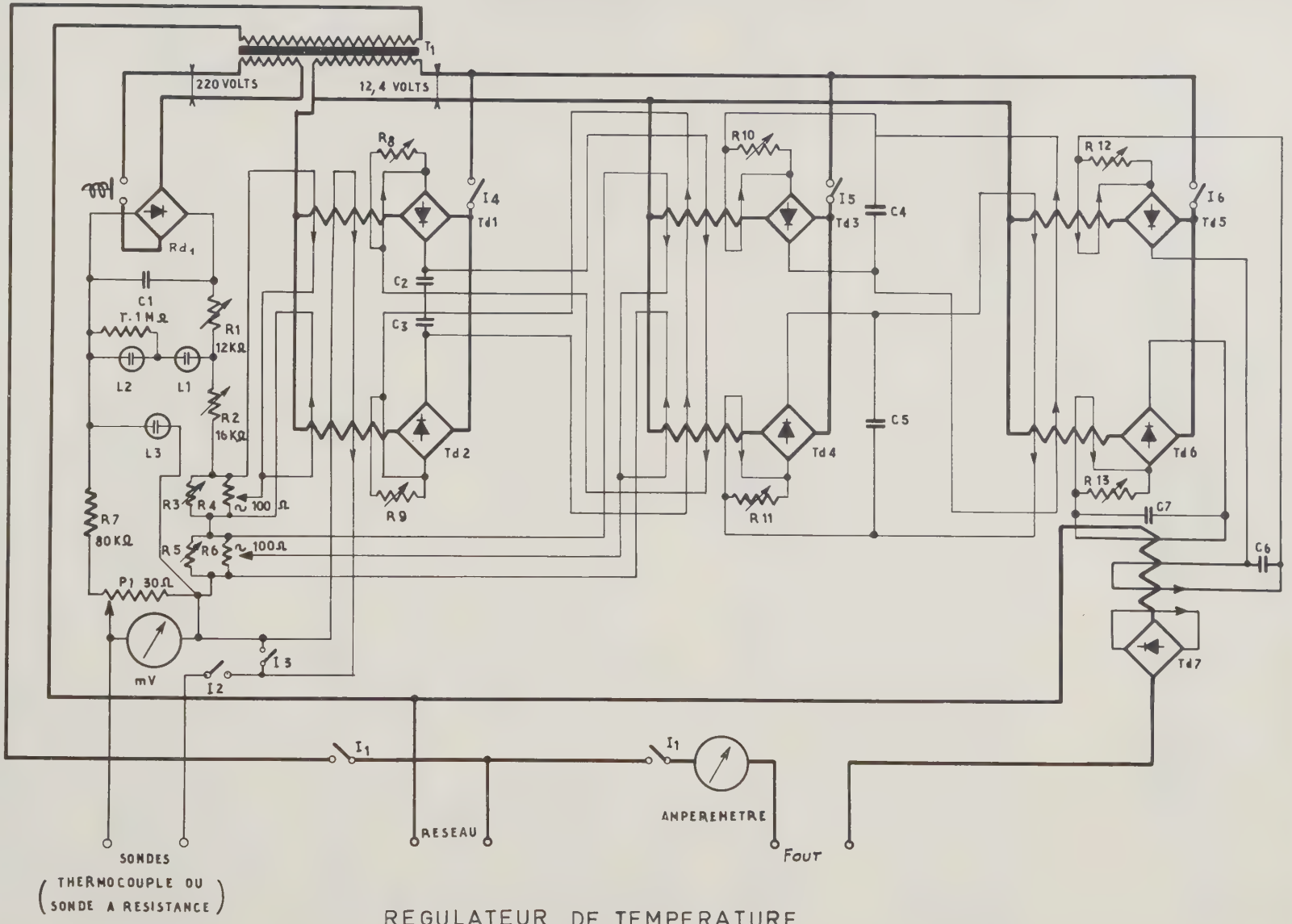
L'amplifictaur est constitué par trois étages symétriques montés en cascade (Td_1 à Td_6). Il reçoit à l'entrée le signal d'erreur. Le courant disponible en sortie, parcourt l'enroulement de commande de l'étage de puissance.

5.3 - ETAGE DE PUISSANCE -

Cet étage comprend un transducteur simple Td_7 qui est connecté en série, dans le circuit d'alimentation du four ou de l'autoclave. Son but, est de régler l'intensité du courant de chauffage qui est prédéterminée pour une température de fonctionnement donnée par des essais préalables de chauffage à puissance calorifique constante. Le réglage de cette intensité se fait, en modifiant le coefficient de réaction du transducteur constituant cet étage.

5.4 - FONCTIONNEMENT DU REGULATEUR -

Si la sonde utilisée est du type thermoélectrique la source de référence est réglée à la valeur de fonctionnement désirée pour la marche de l'enceinte. La force électromotrice du thermo-



REGULATEUR DE TEMPERATURE

Fig. 18

couple indiquant la température à l'intérieur de celle-ci, est en opposition avec la tension de référence. La tension différentielle résultante agit suivant sa polarité, par l'une ou l'autre des voies de l'amplificateur magnétique sur l'étage de puissance qui se comporte comme une résistance variable insérée en série avec le résistor de l'enceinte.

Si la sonde utilisée est une sonde à résistance, celle-ci est insérée dans un montage en pont de wheaststone, et c'est le courant de déséquilibre du pont qui agit comme précédemment, sur l'étage de puissance après amplification.

Le processus de fonctionnement du régulateur est représenté sur la figure 19. Lorsque le courant de commande à l'entrée du régulateur crée les ampères-tours tendant d'une part, à renforcer les ampères-tours d'auto-excitation des transducteurs Td_1, Td_3, Td_5, et d'autre part, à diminuer les ampères-tours d'auto-excitation des transducteurs Td_2, Td_4, Td_6, le courant résultant à la sortie des transducteurs Td_5 et Td_6, donne naissance à des ampères-tours de commande de l'étage de puissance, qui tendent à diminuer les ampères-tours d'auto-excitation de cet étage, donc à diminuer le courant circulant dans le four. Ce fonctionnement correspond à une température à l'intérieur trop élevée. Ce cas est représenté par les flèches en traits pleins. Lorsque cette température est inférieure à la température à réguler, ce sont les ampères-tours d'auto-excitation des transducteurs Td_2, Td_4, Td_6 et Td_7 qui sont renforcés et dans ce cas, le courant de sortie circulant dans le four augmente comme le montrent les flèches en traits pointillés.

5.5 - REGLAGES -

L'interrupteur I_1 étant fermé, on ouvre les interrupteurs I_2, I_3, I_4, I_5, I_6, ce qui élimine la source de référence et les étages d'amplification 1, 2 et 3. L'enceinte est alors alimentée en série avec le transducteur Td_7. En se reportant aux courbes de chauffage à puissance calorifique constante (Fig. 32), on règle, pour une température de fonctionnement déterminée le courant circulant dans l'enceinte en agissant sur le coefficient d'auto-excitation du transducteur Td_7. Ce coefficient est réglé, en connectant en série additionnelle ou différentielle, les enroulements de réaction réservés à cet effet. On ferme ensuite l'interrupteur I_6, et on règle le coefficient d'auto-excitation des transducteurs Td_5 et Td_6 du troisième étage au moyen des résistances R_{12} et R_{13} pour que le courant circulant dans l'enceinte reprenne la même valeur que précédemment. Puis on ferme successivement les interrupteurs I_5, I_4 et I_3 en réglant le coefficient d'auto-excitation des étages 2 et 1, pour obtenir la même valeur initiale du courant circulant dans l'enceinte.

Ces réglages sont effectués en agissant sur les résistances R_{10} et R_{11} des tranducteurs Td_3 et Td_4 et, sur les résistances R_8 et R_9 des transducteurs Td_1 et Td_2. La polarisation des étages 1 et 2 est ajustée au moyen des résistances variables R_3, R_4, R_5 et R_6. Ce réglage est seulement effectué lors de la mise en service de l'appareil.

5.6 - CHOIX D'UNE TEMPERATURE DE FONCTIONNEMENT -

Les interrupteurs I_2 et I_3 étant ouverts, on alimente l'enceinte et le régulateur en fermant I_1. On règle le potentiomètre P_1, pour que la valeur de la tension de référence corresponde à la force électromotrice délivrée par le thermocouple pour la température de fonctionnement choisie. On ferme ensuite I_2 pour que la tension délivrée par la source de référence soit en opposition avec la force électromotrice du thermocouple.

L'interrupteur I_3 doit-être constamment ouvert lors du fonctionnement de l'appareil. Il ne sert que pour son réglage initial.

5.7 - PROGRAMME DE TEMPERATURE -

L'entraînement du potentiomètre P_1 au moyen d'un moteur synchrone par l'intermédiaire d'embrayages à friction coniques par exemple, permet la réalisation des programmes de température à des vitesses variables suivant des gammes très étendues.

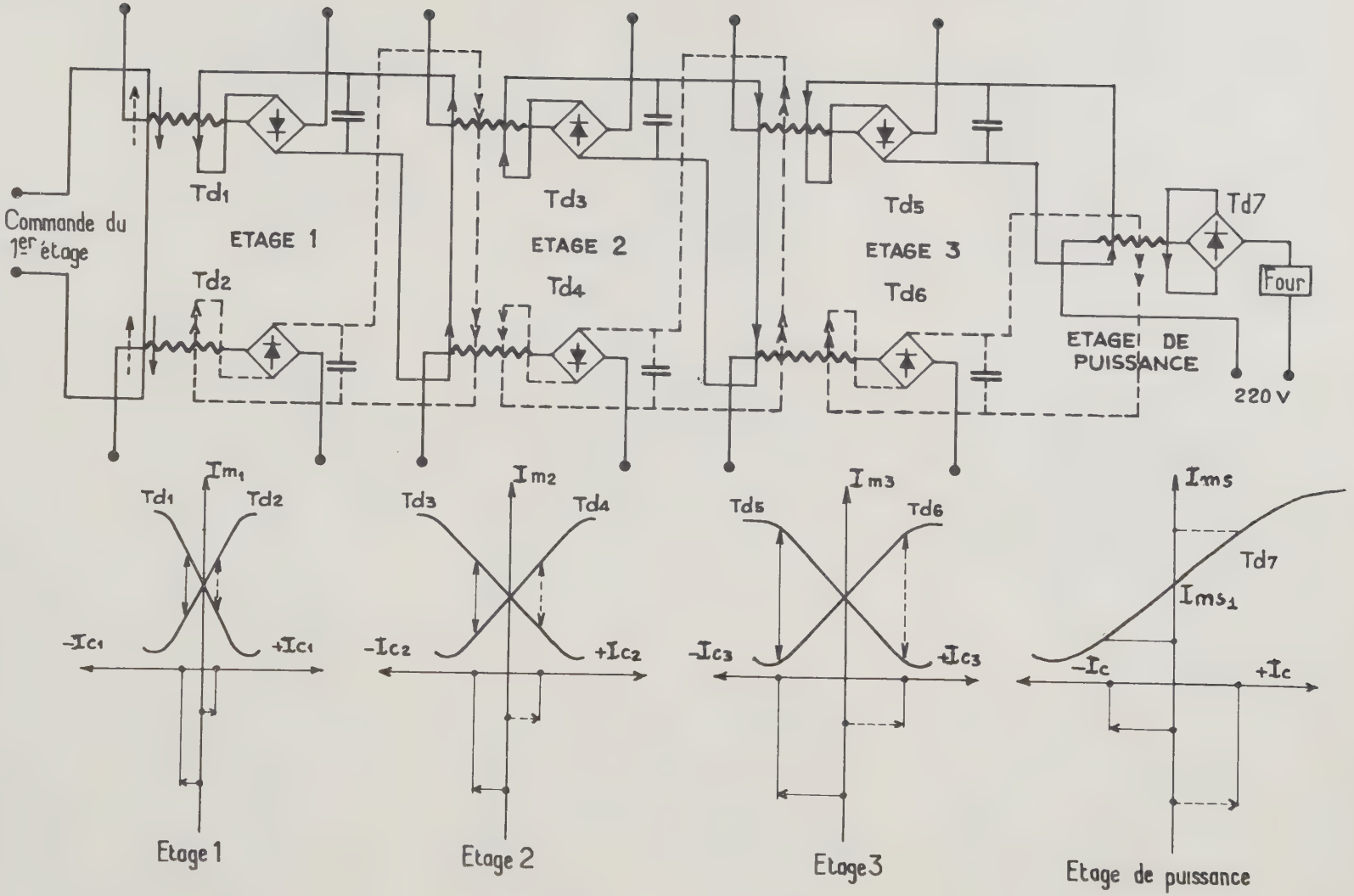

Commande du 1er étage
Td1
Td2
ETAGE 1
Td3
Td4
ETAGE 2
Td5
Td6
ETAGE 3
Td7
Four
ETAGE DE PUISSANCE
220 V
Im1
Td1
Td2
-Ic1
+Ic1
Etage 1
Im2
Td3
Td4
-Ic2
+Ic2
Etage 2
Im3
Td5
Td6
-Ic3
+Ic3
Etage3
Ims
Td7
Ims1
-Ic
+Ic
Etage de puissance

Fig. 19

5.8 - REGULATION DES FOURS OU DES AUTOCLAVES DE PUISSANCE ALLANT JUSQU'A 10 KVA -

Pour réguler la température dans des enceintes de puissance comprises entre 1,5 KVA et 10 KVA, il est prévu un étage de sortie supplémentaire constitué par un transducteur simple. Celui-ci devient alors l'étage de puissance de l'appareil. Il est commandé par l'étage de sortie du régulateur.

Les enroulements de commande et de réaction de ces deux étages sont connectés en série, et l'enceinte à réguler est insérée en série dans l'enroulement alternatif du nouvel étage.

5.9 - RESULTATS EXPERIMENTAUX -

Ces résultats ont été obtenus sur la boucle de régulation comprenant le régulateur, et un four utilisé pour l'étude de la cristallisation par vois sèche d'un système ternaire constitué par des oxydes de beryllium d'alumine et de silice. Les caractéristiques du four sont déterminées en annexe I.

5.9.1 - Gain du régulateur.

Dans la zone de fonctionnement linéaire du régulateur, pour une température de l'enceinte de 750°C, une variation de ± 1°C entraîne avec un couple Platine, Platine-Rhodium une variation du courant de commande de 0,25 micro-ampère, soit une variation de 0,6 ampère du courant traversant le four. Le gain en courant correspondant est alors de 2.10^6 et le gain en puissance est voisin de 4.10^{12}. La résistance totale du circuit comprenant la sonde est de 30 Ω et la résistance du four assimilable d'une résistance pure est voisine de 20 Ω.

5.9.2 - Temps de réponse du régulateur.

Celui-ci est défini, comme étant le temps à la fin duquel l'amplitude du courant de sortie a atteint les 9/10 de son amplitude en régime permanent. Cette mesure a été effectuée, en provoquant une variation du courant de commande du régulateur au moyen de deux thermocouples situés à l'intérieur du four et ayant entre eux un gradient de température de deux degrés. La commutation des thermocouples à l'entrée du régulateur étant effectuée aussi rapidement que possible par un dispositif électronique. On a dans ces conditions noté que le temps de réponse consécutif a un abaissement de la température de 2 degrès était voisin de 3 secondes et, que le temps de réponse consécutif à une élévation de la température de 2 degrès était voisin de 2 secondes.

5.9.3 - Stabilité de la boucle en régime permanent.

Deux essais d'une durée de 5 jours ont été faits aux températures de 350 et 750 degrès. L'élément détecteur pour la commande du régulateur était : D'une part une sonde à résistance de platine 100 ohms à zéro degré et d'autre part, un couple thermo-électrique platine, platine-rhodium. Dans les deux cas, la détection des variations de la température dans le four était effectuée au moyen d'un couple thermo-électrique platine, platine-rhodium dont la force électromotrice était placée en opposition avec la force électromotrice d'un élément de pile étalon Weston. La soudure froide du couple, et la pile étalon ont été pendant les essais maintenues à une température de 30° ± 3/10 dans une enceinte thermostatée. La température ambiante au cours de ces essais était voisine de 20 degrès. Les fluctuations de la température à l'intérieur du four ont été enregistrées avec un millivoltmètre potentiométrique M.E.C.I. type speedomax de sensibilité ± 0,5 millivolt. Pour les deux températures de fonctionnement choisies, la stabilité de la boucle de régulation est restée meilleure que ± 1 degré, pendant toute la durée des essais (Fig. 20).

5.9.4 - Stabilité de la boucle en régime transitoire.

Ces essais représentés sur la figure 21 ont été effectués sur la boucle de régulation en imposant des variations instantanées de la valeur de la force électromotrice de référence, (passage de 2,5 mV à 5 mV puis à 8 mV). Le four étant commandé, soit par un thermocouple (TH_1) placé en son centre soit, par un thermocouple TH_2 placé sur le resistor. Lorsque la commande est effectuée à partir du thermocouple intérieur l'influence du temps de transfert de la chaleur est variable suivant le milieu interposé entre le thermocouple et le resistor. L'enregistrement TH_1 (b) correspond à la commande du four par le thermocouple intérieur non gainé. L'enregistrement TH_1 (a) correspond à la commande du four par le même thermocouple entouré d'une canne pyrométrique en alumine. Simultanément dans ce deuxième cas nous avons enregistré l'évolution de la température sur le résistor TH_2 (a). Sur la même figure est enregistrée la température à l'intérieur du four lorsque celui-ci est commandé par le thermocouple TH_2 placé sur le résistor. Dans tous les cas, la stabilité de la boucle est restée parfaite avec toutefois une amélioration de la réponse lorsque la température était plus élevée.

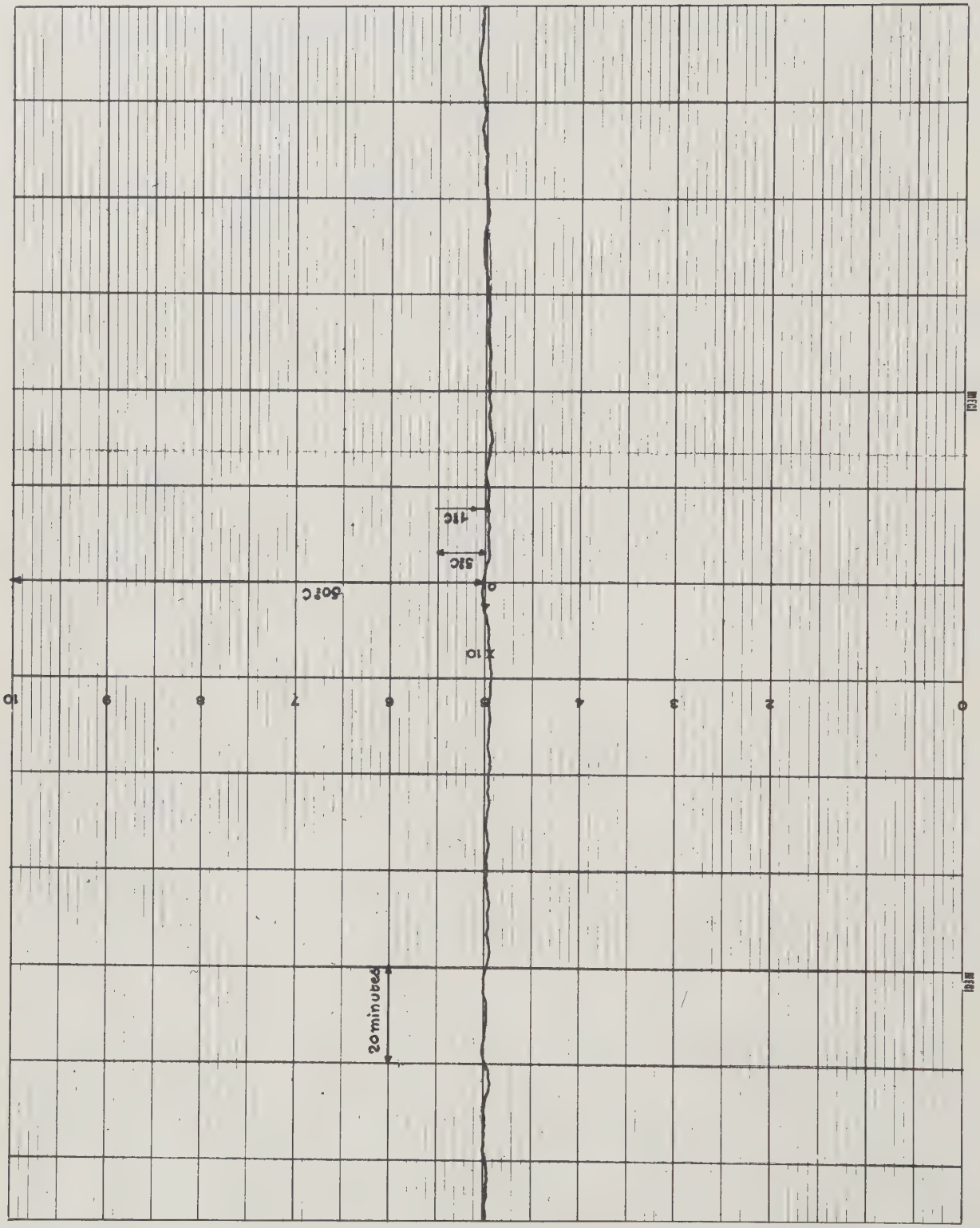


Fig. 20

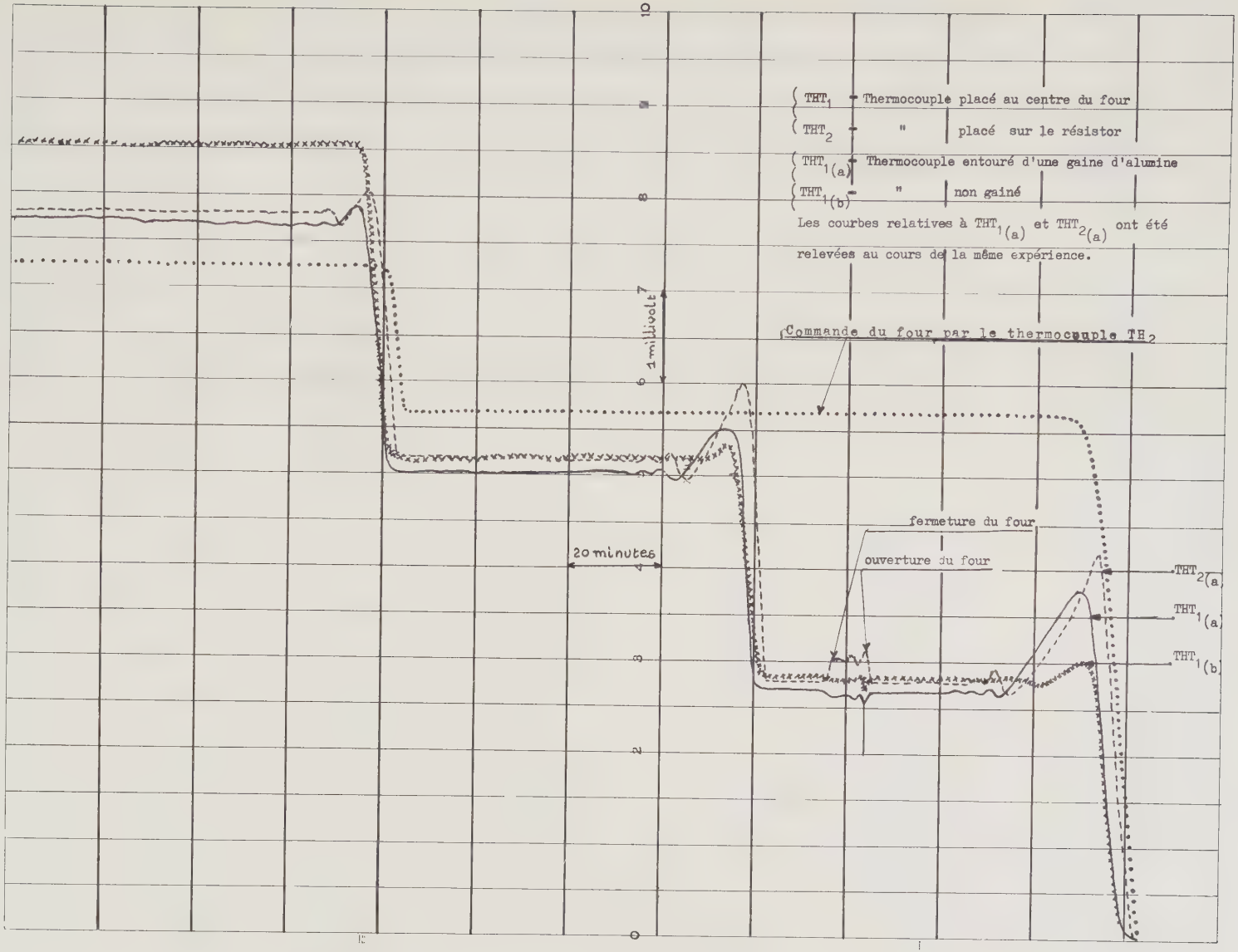

THT1 — Thermocouple placé au centre du four
THT2 — " placé sur le résistor
THT1(a) — Thermocouple entouré d'une gaine d'alumine
THT1(b) — " non gainé
Les courbes relatives à THT1(a) et THT2(a) ont été relevées au cours de la même expérience.
Commande du four par le thermocouple TH2
1 millivolt
20 minutes
fermeture du four
ouverture du four
THT2(a)
THT1(a)
THT1(b)
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
0

Fig. 21

5.9.5 - Influence sur le régulateur de la tension du réseau d'alimentation et de la température ambiante.

La conception de l'amplificateur magnétique avec des étages symétriques, rend le régulateur assez peu sensible aux variations de la tension du réseau dans une plage de ± 10% autour de la valeur nominale. Pour cette même raison de symétrie, l'effet des variations de la résistance des enroulements des transducteurs, ainsi que l'effet des variations de la résistance des redresseurs secs insérés dans l'enroulement de réaction des transducteurs est pratiquement négligeable pour des variations de quelques degrès de la température ambiante. Par contre, la source de référence dont la stabilité est de 0,05% pour des variations de la tension du réseau de ± 10% et pour des variations de la température ambiante de ± 5°C peut entraîner une erreur pouvant atteindre quelques dixièmes de degrès.

CHAPITRE VI

RÉGULATEUR DE TENSION ALTERNATIVE DE PUISSANCE 500 VA

Ce régulateur de tension pour réseau monophasé 50 Hz, dont le schéma de principe est donné figure 22 délivre une tension de 127 volts stabilisée à ± 0,5% à partir d'un réseau 127 volts dont les variations de la tension peuvent atteindre ± 15%. En particulier, les variations de la fréquence du réseau d'alimentation, les variations de la charge d'utilisation, et la nature de celle-ci, n'ont pratiquement pas d'incidence sur la stabilité de la tension délivrée. L'appareil comprend :

- Un détecteur d'erreur,
- Un amplificateur à transistors,
- Un étage de puissance constitué par un amplificateur magnétique et par un auto-transformateur,
- Un filtre d'harmoniques.

6.1 - ETAGE DETECTEUR D'ERREUR -

Il comprend un transformateur T6 qui alimente à partir de la tension stabilisée un redresseur D6. La tension redressée est appliquée à un dispositif en pont dont l'un des bras est constitué par un tube de référence de tension V5. Le réglage du pont est tel que la tension disponible dans la diagonale A-B est nulle lorsque la tension stabilisée est à sa valeur nominale (127 volts).

6.2 - AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS -

La tension disponible en A-B est appliquée à l'entrée d'un amplificateur symétrique à transistors (V1, V2, V3, V4). Celui-ci alimente les enroulements de commande 1 - 2 et 3 - 4 de l'étage de puissance du régulateur. Le sens de couplage est tel qu'une variation de la tension stabilisée provoque une variation en sens inverse du rapport de transformation de l'étage de puissance de manière à compenser la variation initiale.

6.3 - ETAGE DE PUISSANCE -

Cet étage est connecté entre le réseau d'alimentation et la charge. Il est destiné à maintenir constante la tension aux bornes de cette dernière. Il est composé par l'auto-transformateur T5 et les deux transducteurs Td_1 Td_2.

6.4 - FILTRE D'HARMONIQUES -

Il y a uniquement production d'harmoniques impairs. Dans une large plage de régulation (105 - 145 volts) la distorsion harmonique introduite est pratiquement nulle. Le filtre est constitué par un réseau série L_1 C_1, qui dans le cas d'une charge résistante réduit la distorsion globale à moins de 2%. Un second filtre L_2 C_2 réglé à 100 Hz est disposé en parallèle sur le filtre précédent. Ce filtre évite l'apparition des harmoniques pairs qui pourraient résulter d'une dissymétrie de fonctionnement entre les deux demi-alternances de chacun des transducteurs Td_1 et Td_2. Ce procédé améliore

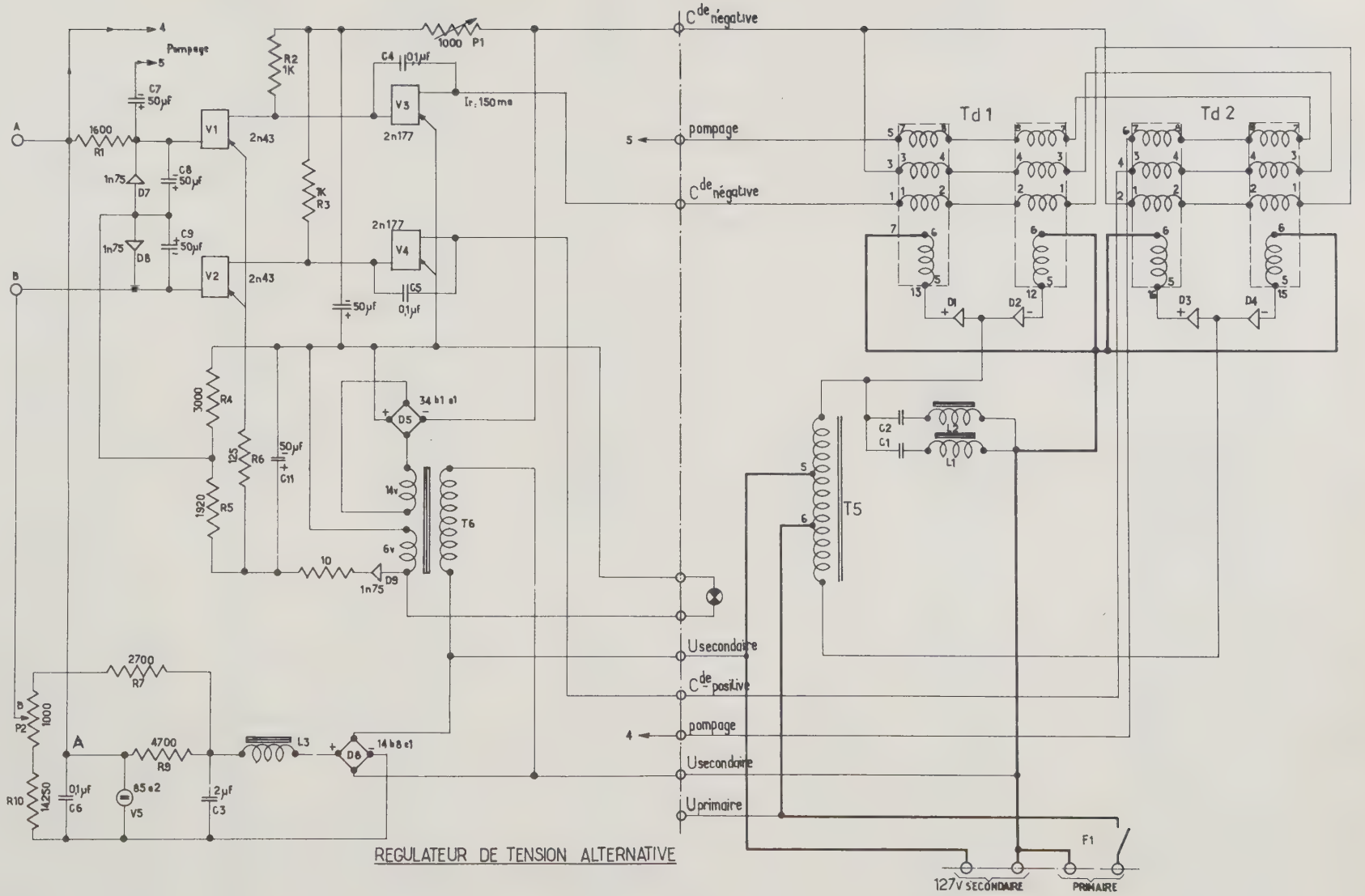

C de négative
pompage
C de négative
Td 1
Td 2
Usecondaire
C de positive
pompage
Usecondaire
Uprimaire
REGULATEUR DE TENSION ALTERNATIVE
127V SECONDAIRE
PRIMAIRE
Pompage
1600 R1
R2 1K
1000 P1
C4 0,1µf
Ir: 150 ma
V3 2n177
V1 2n43
V2 2n43
V4 2n177
C7 50µf
C8 50µf
C9 50µf
C5 0,1µf
1n75 D7
1n75 D8
1K R3
50µf
3000 R4
125 R6
1920 R5
50µf C11
34 b1 e1 D5
14v
6v
10
1n75 D9
T6
T5
C2
C1
L1
D1
D2
D3
D4
2700 R7
1000 P2
4700 R9
L3
14 b8 e1 D6
R10 14250
0,1µf C6
85 e2 V5
2µf C3
F1

Fig. 22

le facteur de puissance propre du régulateur. De plus, il permet l'alimentation correcte des charges dont le facteur de puissance peut descendre jusqu'à 0,1 inductif.

6.5 - FONCTIONNEMENT DU REGULATEUR -

La tension alternative induite dans l'enroulement 5 - 6 de l'auto-transformateur T5 est en phase ou en opposition de phase selon que l'un des transducteurs Td_1 ou Td_2 est ou non conducteur.

L'état magnétique de ces deux transducteurs est déterminé par le courant continu qui parcourt leur enroulement de commande respectif. Ce courant de commande est délivré par l'amplificateur à transistors. Lorsque la tension du réseau d'alimentation prend une valeur supérieure à sa valeur nominale, le courant de commande est maximum dans l'enroulement 1 - 2 des transducteurs. Ce courant provoque la saturation du transducteur Td_1 et le blocage du transducteur Td_2. L'auto-transformateur T5 fonctionne alors en abaisseur qui ramène la tension du réseau à sa valeur nominale. Dans le cas inverse où la tension du réseau est inférieure à sa valeur nominale le courant de commande est maximum dans l'enroulement 3 - 4 des deux transducteurs. Il provoque la saturation du transducteur Td_2 et le blocage du transducteur Td_1. L'auto-transformateur T5 fonctionne en élévateur et ramène la tension du réseau à sa valeur nominale. Pour chacun des transducteurs le passage de l'état saturé à l'état bloqué s'effectue progressivement sous l'influence du courant circulant dans son enroulement de commande. De ce fait l'étage de puissance se comporte comme un étage dont le rapport de transformation varie. La variation de l'état magnétique de l'un des transducteurs étant toujours accompagnée par la variation en sens inverse dans l'autre transducteur.

6.6 - RESULTATS EXPERIMENTAUX -

6.6.1 - Gain du régulateur.

Le gain de la boucle de régulation est de 50 décibels environ.

6.6.2 - Constante de temps du régulateur.

Cette mesure a été effectuée d'une part pour des variations instantanées du courant de charge de 1 ampère. La tension nominale d'alimentation restant fixée à 127 volts ; et d'autre part à charge constante pour des variations imposées de ± 10 % de la tension nominale d'alimentation. Les résultats sont représentés par les oscillogrammes des figures 23 a et 23 b. Dans les deux cas la constante de temps reste inférieure à 40 millisecondes.

6.6.3 - Stabilité de la tension d'utilisation en fonction des variations de la tension d'alimentation de + 20 % pour des charges variables réelles ou complexes.

6.6.3.1 - Charge réelle.

Pour des charges variables de 0 à 5 ampères, et, pour une tension d'alimentation nominale variable entre 106 et 150 volts la stabilité de la tension d'utilisation est meilleure que ± 1 % (Fig. 24).

6.6.3.2 - Charge inductive.

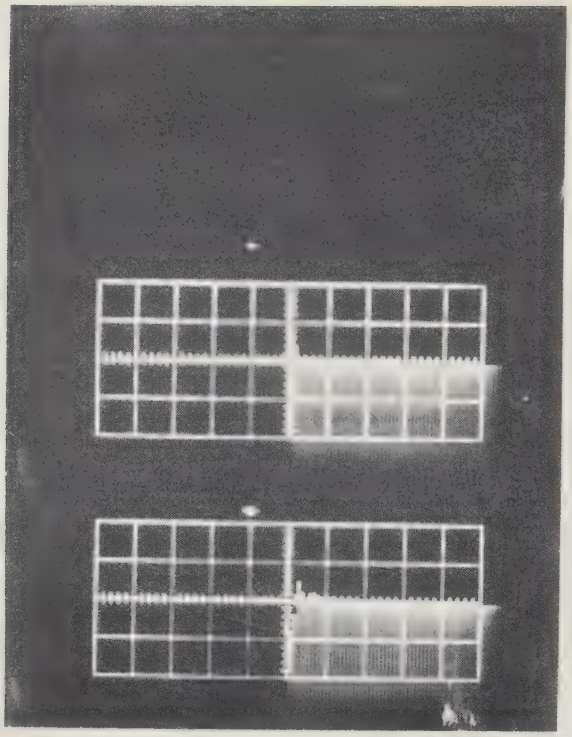
La tension nominale variant toujours dans les mêmes conditions, la stabilité de la tension d'utilisation est meilleure que -1,5 % pour des charges inductives allant jusqu'à 1 ampère (Fig. 25).

6.6.3.3 - Charge capacitive.

La stabilité reste meilleure que + 1,5 % pour des charges purement capacitive jusqu'à 1 ampère. Pour des charges allant jusqu'à 2 ampères, cette stabilité est obtenue pour une tension d'alimentation n'excédant pas 142 volts (Fig. 25).

6.6.3.4 - Charges mixtes.

Pour les mêmes variations de la tension nominale la stabilité de la tension de sortie reste meilleure que ± 1,5 % pour des charges allant jusqu'à 3 ampères actifs et 1 ampères inductif ou réactif (Fig. 26 a et 26 b).



-Figures 23a et 23b-

Horizontalement : 1 carreau = 200 millisecondes

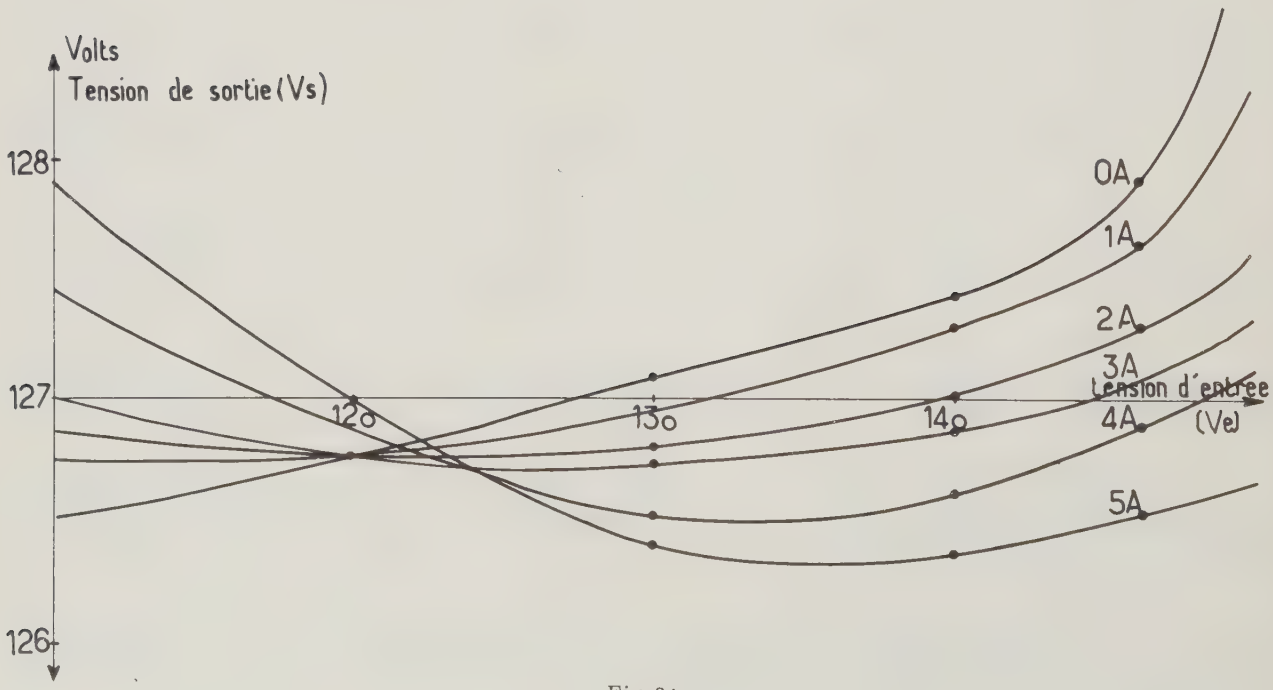


Fig. 24

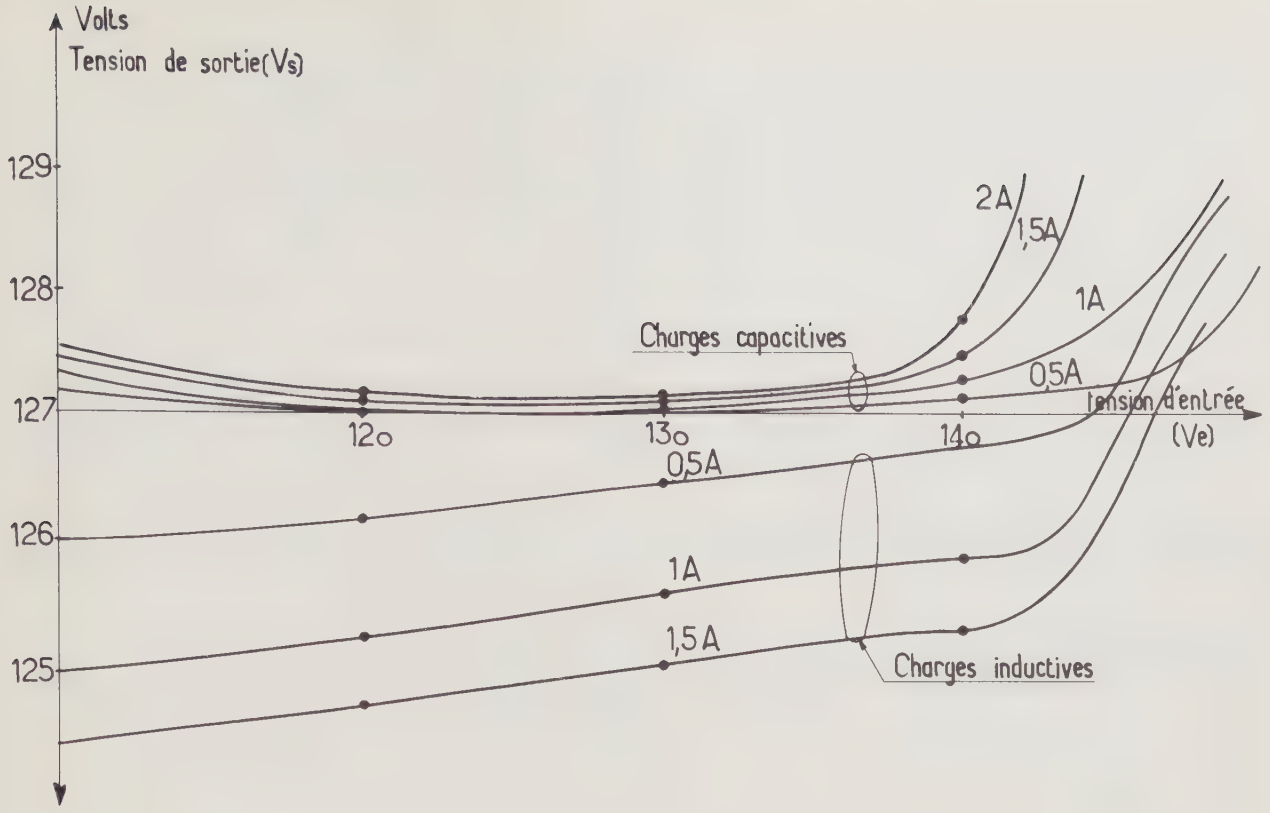


Fig. 25

6.6.4 - Dérive de la tension d'utilisation en fonction de temps.

Pour une charge constante de 4 ampères, la dérive de la tension de sortie (Fig.27) reste inférieure à 0,15 volt pour des durées de fonctionnement de 8 heures, soit donc une dérive de l'ordre de ± 1%.

6.6.5 - Taux d'harmoniques.

L'emploi de ce régulateur pour l'alimentation des appareillages de mesures électroniques nécessite qu'il soit dépourvu au maximum d'harmoniques. Des mesures précises du taux d'harmoniques 2 3 5 et 7 effectuées avec un analyseur d'ondes dans les conditions suivantes ont donné les résultats consignés dans les tableaux n° 1 - 2 - 3.

6.6.5.1 - Mesures effectuées avec une tension d'alimentation fixe de 127 volts.

a) A vide,

b) Sur charge résistive débit 1 - 2 - 3 et 4 ampères,

c) Sur charge complexe débit 1 et 4 ampères pour des Cos φ = 0,7, 0,8 et 0,9 déphasage avant et arrière.

6.6.5.2 - Mesures effectuées avec une tension d'alimentation de 108 et 140 volts sur charge résistive débit 1 et 4 ampères.

Résultats des essais.

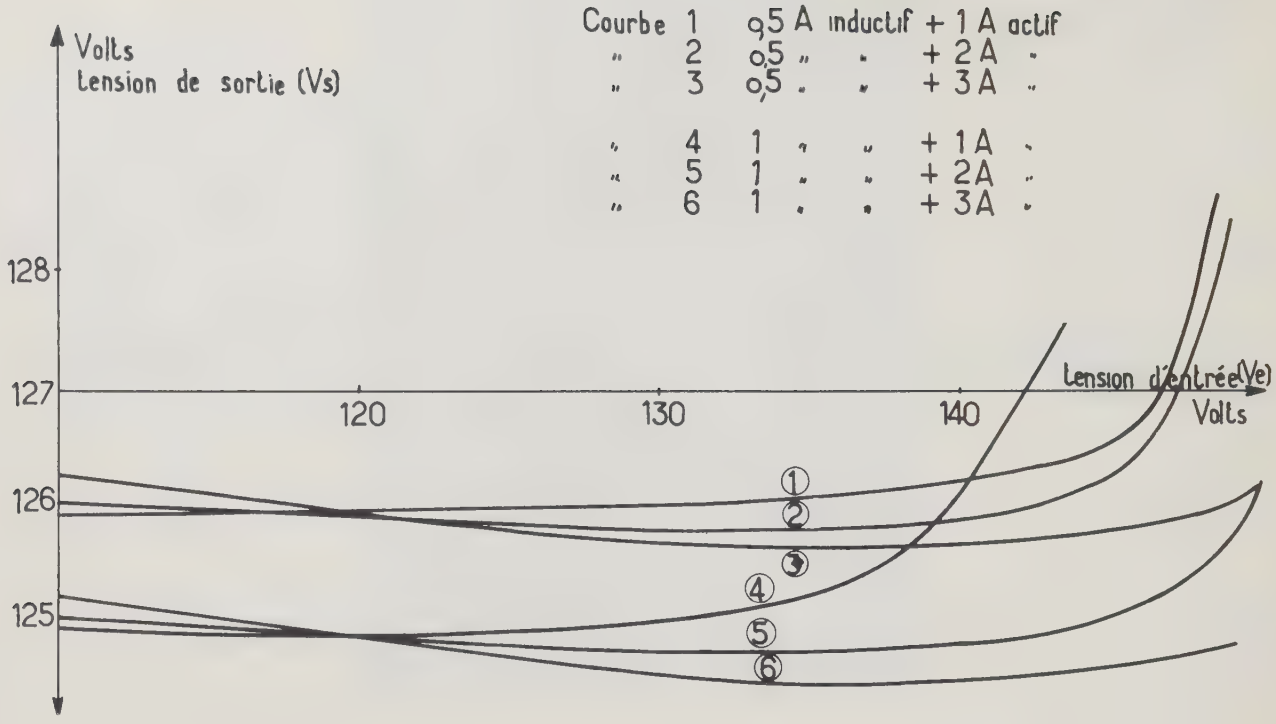


Fig. 26 a

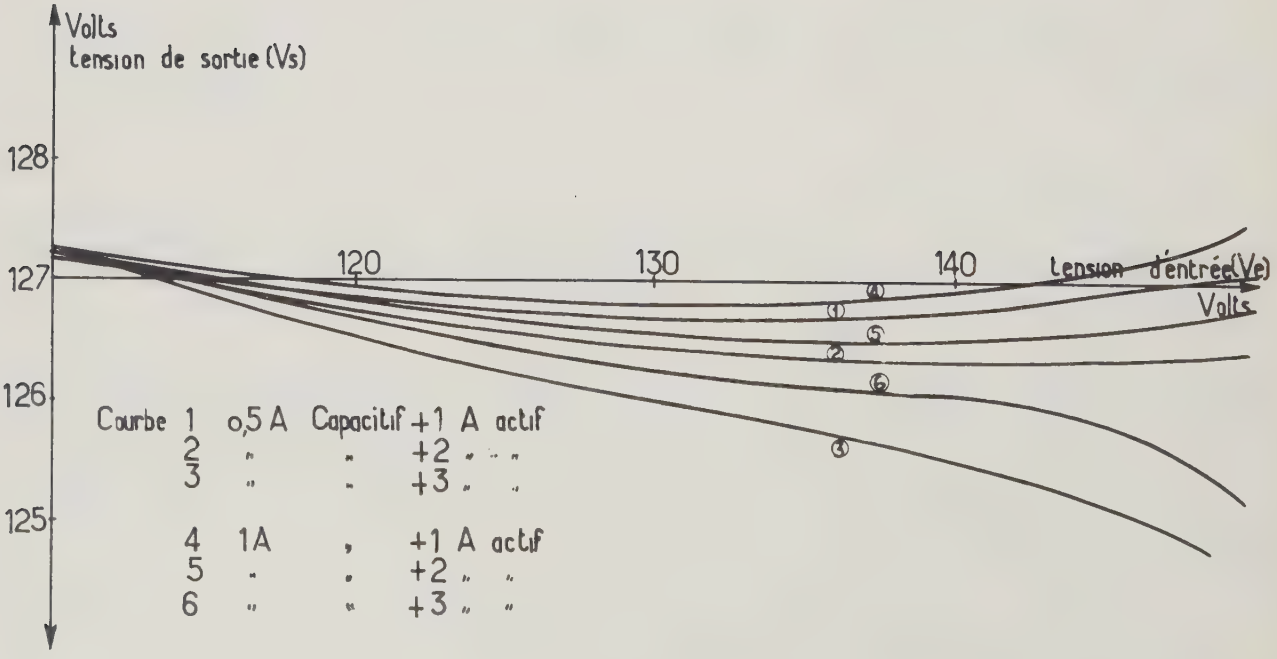


Fig. 26 b

0—100 DIVISIONS STYLE No. H.1030
0—100 DIVISIONS STYLE
SUNVIC CONTROLS LTD., LONDON & HA
CONTROLS LTD., LONDON & HARLOW, ENGLAND, COPYRIGHT
8/56.
1 VOLT
0.2 volts
20 minutes

Fig. 27

6.6.5.1 (a et b) - Tension d'alimentation 127 volts charge résistive.

Tableau n° 1

Débit ampères	Taux d'harmoniques %			
	2	3	5	7
0 A	0,05	4	0,7	0,2
1 "	0,1	4,8	2	0,3
2 "	0,12	4,4	1,6	0,6
3 "	0,14	3,5	1,25	0,3
4 "	0,2	3,2	1,2	0,2

6.6.5.1 (c) - Tension d'alimentation 127 volts - charge complexe.

Tableau n° 2

Cos φ		Taux d'harmonique %							
		Débit 1 ampère				Débit 4 ampères			
		2	3	5	7	2	3	5	7
Déphasage	0,7	0,11	4,8	3,6	0,8	0,25	1,8	5,2	1,3
Avant	0,8	0,12	4,8	3,3	0,65	0,27	3	4,6	1,2
(Charge capacitive)	0,9	0,12	5	3,1	0,5	0,28	3	3,6	0,95
Déphasage	0,7	0,09	5	2	0,35	0,25	4,8	1,2	0,22
Arrière	0,8	0,1	5	2	0,09	0,2	4,6	1,3	0,18
(Charge inductive)	0,9	0,12	5	2	0,12	0,25	4,2	1,5	0,1

6.6.5.2 - Charge résistive - Tension d'alimentation variable 108 et 140 V.

Tableau n° 3

Tension d'alimentation (volts)	Débit (ampères)	Taux d'harmoniques %			
		2	3	5	7
108 volts	1	0,05	4	0,6	0,65
	4	0,09	2	0,5	0,3
140 volts	1	0,1	4	2,5	0,3
	4	0,27	3,8	1,6	0,3

CHAPITRE VII

RÉGULATEUR DE TENSION CONTINUE A CHARGE CONSTANTE

Ce générateur de tension continue pour circuits électroniques, dont le schéma de principe est donné figure 28 délivre une tension continue de 250 volts avec un débit de 200 mA. Sa stabilité en fonction des variations de ± 10% du réseau d'alimentation 127 volts est voisine de ± 1%. Sa conception entièrement statique est particulièrement intéressante dans le cas de l'alimentation de circuits électroniques ne nécessitant pas une stabilisation poussée de l'ordre de $\frac{1}{10.000}$. D'un prix de revient moindre, cette solution est surtout avantageuse à cause de sa maintenance pratiquement nulle. L'appareil comprend essentiellement :

- Un transducteur série Td_1 associé au transformateur d'alimentation T2. L'ensemble se comporte comme un transformateur de rapport variable alimentant le dispositif de redressement Rd_2.

- Un dispositif de redressement en pont, ayant dans sa diagonale utilisation un détecteur d'écart à partir duquel est commandé l'enroulement continu du transducteur Td1 qui agit sur la tension aux bornes du primaire du transformateur d'alimentation T2.

7.1 - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT -

La régulation de la tension continue fournie par l'appareil, est obtenue en agissant sur la tension au primaire du transformateur d'alimentation T2. Pour de faibles variations des ampères-tours de commande du transducteur, on obtient des variations importantes de la tension alternative aux bornes de l'enroulement correspondant. Cet enroulement placé en série avec le primaire du transformateur T2 modifie la tension aux bornes de celui-ci. Les variations des ampères-tours de commande sont obtenues par le passage dans l'enroulement de commande d'un courant continu fourni par le détecteur d'erreur. Ce courant est proportionnel à la tension redressée qui est prélevée aux bornes de la capacité C1 puis, appliquée à un système en pont constituant le détecteur d'erreur. Celui-ci comporte dans l'une de ses branches un tube de référence OB2 et dans les autres branches des résistances. L'enroulement de commande du transducteur est branché dans la diagonale utilisation du détecteur. La tension aux bornes du tube OB2 est sensiblement constante et voisine de 105 volts. Par contre, aux bornes de P_1, R1 le potentiel varie avec la tension redressée. Il en résulte le passage d'un courant dans l'enroulement de commande du transducteur dont les variations correspondent aux variations de la tension redressée et proportionnelle à celles-ci. Le potentiomètre P_1 permet d'ajuster la tension redressée à la valeur désirée.

7.2 - STABILITE DE LA TENSION CONTINUE D'UTILISATION -

Pour la puissance maximale du régulateur (250 volts 200 mA) la stabilité de la tension de sortie représentée sur la figure 29 est de l'ordre de ± 1% pour des variations de ± 10% de la tension du réseau d'alimentation.

7.3 - DERIVE DE LA TENSION D'UTILISATION -

L'enregistrement de la tension de sortie (Fig. 30) donne une dérive inférieure à 0,15 volt pour une durée de fonctionnement de 8 heures.

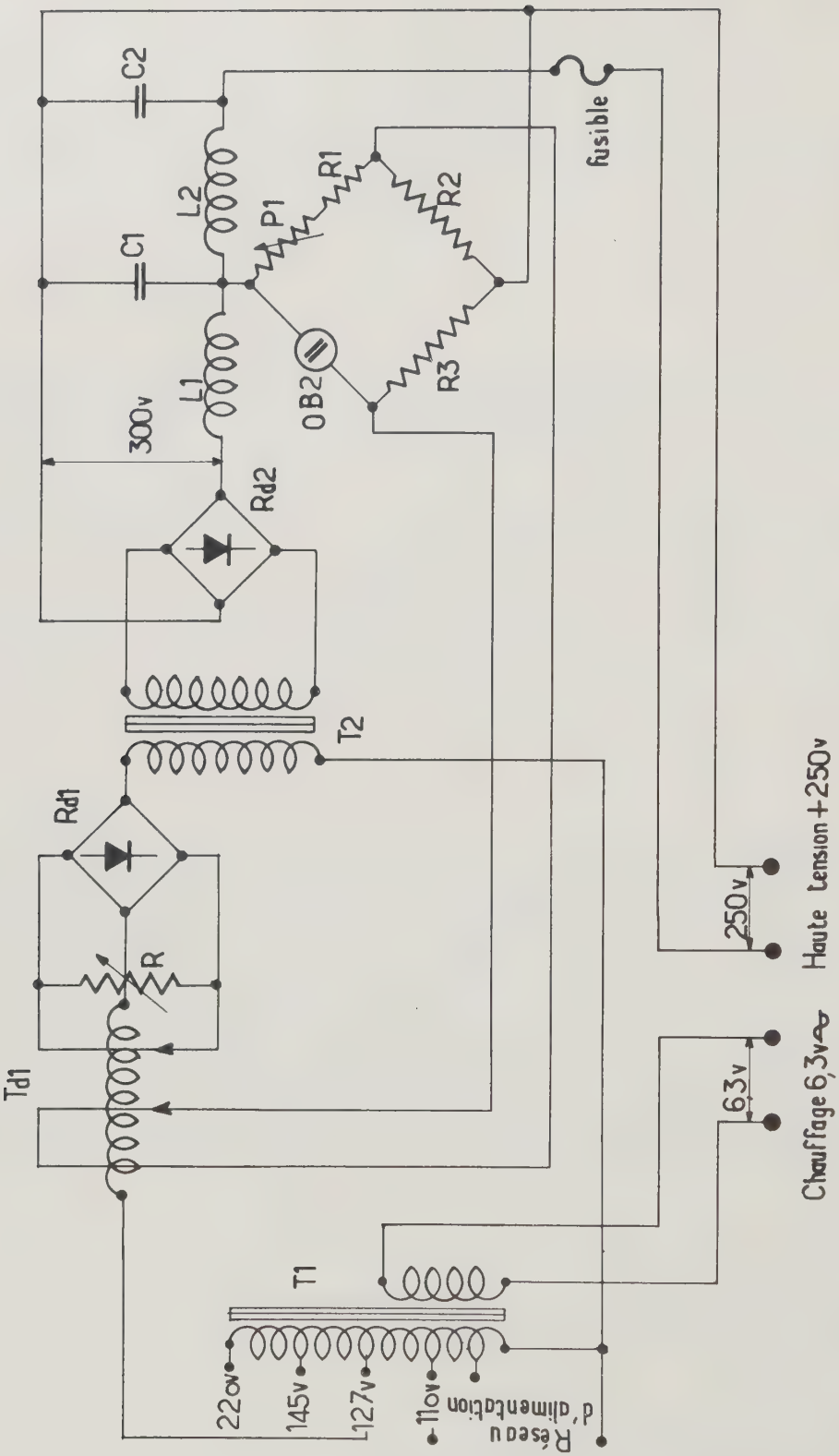

C2
C1
L2
L1
P1
R1
R2
R3
OB2
300v
Rd2
Rd1
T2
T1
Td1
R
fusible
250v
Haute tension +250v
6,3v
Chauffage 6,3v
Réseau d'alimentation
220v
145v
127v
110v

Fig. 28

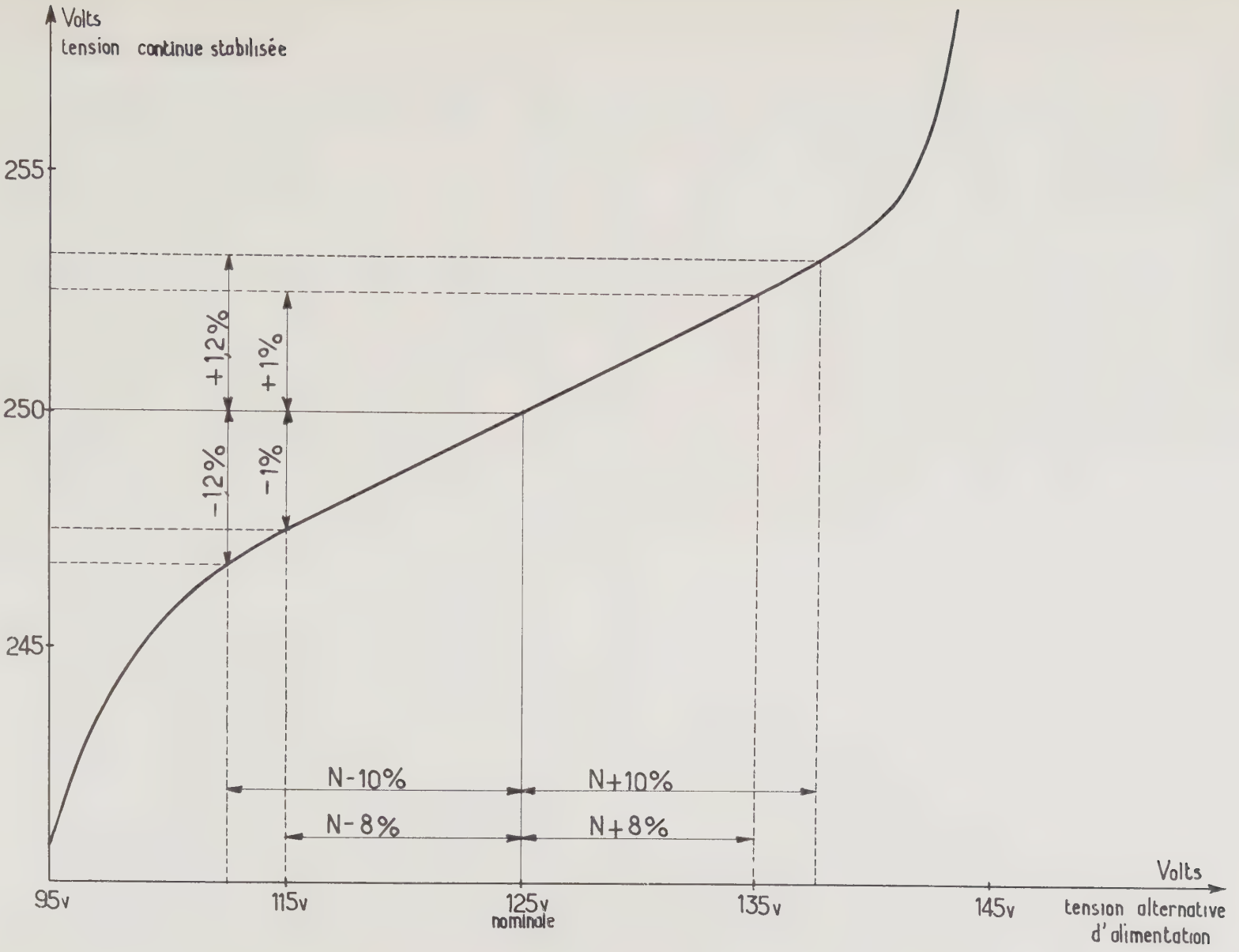

Volts
tension continue stabilisée
255
250
245
+12%
+1%
-12%
-1%
N-10%
N+10%
N-8%
N+8%
95v
115v
125v
nominale
135v
145v
Volts
tension alternative
d'alimentation

Fig. 29

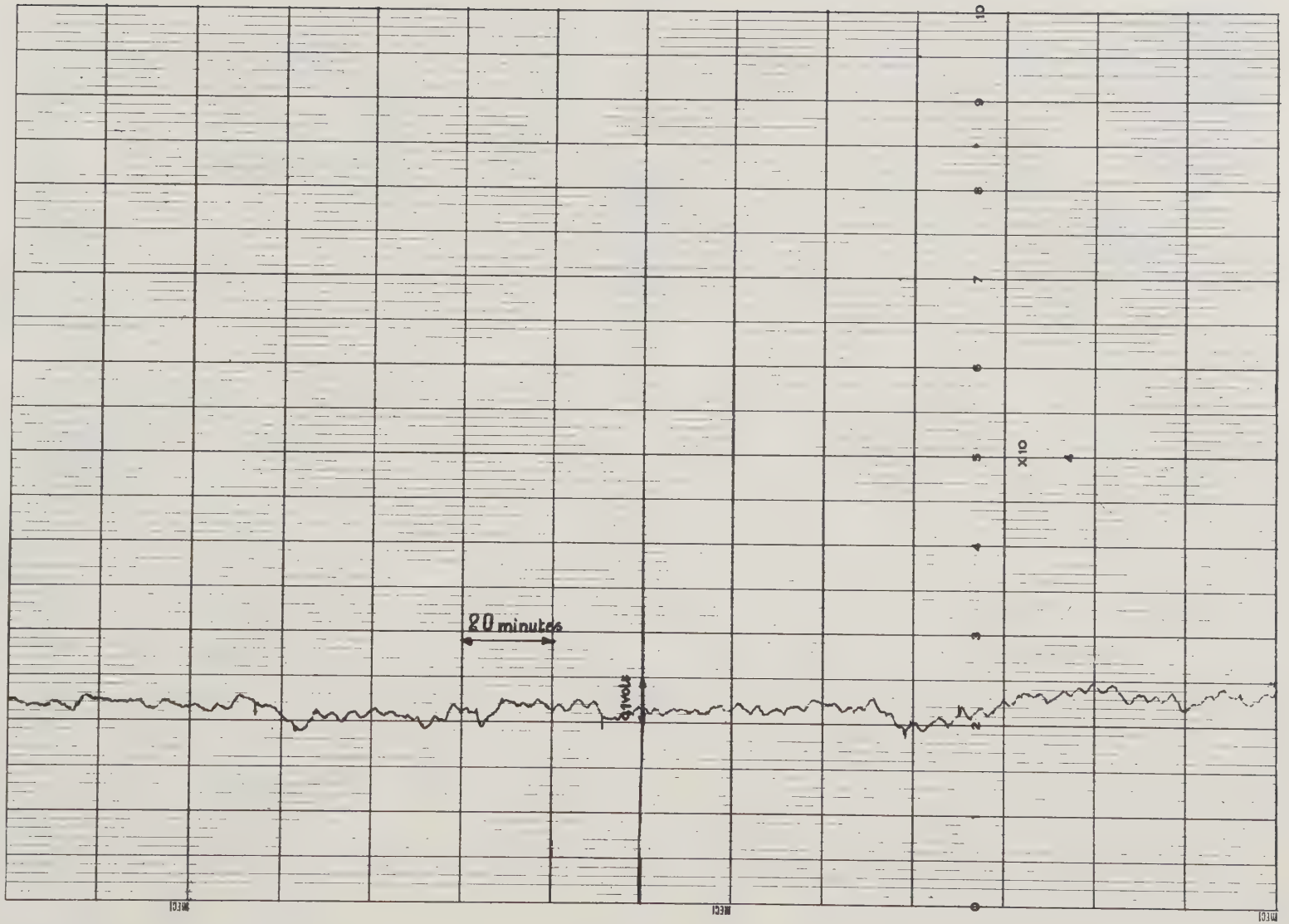


Fig. 30

7.4 - CONSTANTE DE TEMPS DU REGULATEUR -

La constante de temps relative à des variations rapides de la tension du réseau d'alimentation (variation de ± 10% en un temps inférieur à 5 millisecondes) est voisine de 50 millisecondes.

7.5 - GENERALISATION DE LA REGULATION DES TENSIONS CONTINUES -

Dans une version industrielle de l'appareil, le transformateur T1 peut-être supprimé. Le régulateur pourrait fonctionner indifféremment sous 110 ou 220 volts, il suffirait pour cela de prévoir pour le transducteur le montage série pour le fonctionnement sous 220 volts et le montage parallèle pour le fonctionnement sous 110 volts.

Si l'appareil doit alimenter une charge variable, il est nécessaire d'adjoindre un enroulement supplémentaire parcouru par le courant de charge pour maintenir constante la tension régulée.

Ce système de régulation peut également être adapté pour la stabilisation des sources de tensions élevées.

Les résultats expérimentaux obtenus sur l'appareil étudié peuvent être améliorés. On peut obtenir une régulation dans les conditions des essais effectués, meilleure que 0,5%, soit en réduisant la valeur des résistances du détecteur d'erreur, soit en augmentant le nombre de spires de l'enroulement de commande du transducteur.

ANNEXE I

ÉTUDE DU FOUR COMMANDE PAR LE RÉGULATEUR DE TEMPÉRATURE

Ce four est constitué par un creuset d'alumine de diamètre intérieur 60 millimètres et de profondeur 130 millimètres. L'élément chauffant est réalisé avec un fil de kantal dont la résistance à froid est voisine de 20 ohms. Le creuset est calorifugé par une maçonnerie en briques réfractaires. Un canal ménagé dans celle-ci permet l'introduction d'un thermocouple destiné à la mesure de la température sur l'élément chauffant. Les caractéristiques du four ont été déterminées expérimentalement par des essais de chauffage à puissance calorifique constante et par un essai de refroidissement naturel en l'assimilant à une enceinte isotherme dans laquelle règne la température variable, ϑ. Enceinte entourée de tous les côtés d'une paroi fictive continue et homogène portée uniformément à la température ϑ et à l'extérieur de laquelle règne la température ambiante ϑ_o. Désignant par S la surface développée de la paroi fictive délimitant l'enceinte isotherme substituée au four considéré, par q son coefficient de transmission de chaleur par unité de surface et de temps et par degré centigrade de différence de température entre cette enceinte et l'extérieur, et par m sa masse calorifique supposée concentrée de l'enceinte isotherme.

Ecrivant en outre qu'à un instant quelconque t, la chaleur fournie au four pendant un temps élémentaire dt sert d'une part à élever de $d\vartheta$ la température ϑ de sa masse calorifique m et d'autre part à compenser pendant le même temps ses pertes en chaleur vers l'ambiance extérieure. La quantité d'énergie $m\, d\vartheta$ utilisée à élever de $d\vartheta$ la température du four est une fonction de cette température qui est déterminée expérimentalement. Elle peut donc être rapportée de façon arbitraire à la valeur de ϑ mesurée en un point quelconque du système thermique. La même remarque est valable pour la quantité d'énergie utilisée à compenser les pertes de chaleur vers l'ambiance. On peut exprimer cette quantité et l'écrire sous la forme $q_s (\vartheta - \vartheta_o)$ produit du coefficient de transmission global ficitif par la différence des températures entre le point de mesure et l'ambiance. Les caractéristiques m et q_s fixent seulement une base de comparaison. Elles ne sont valables que pour la région du système voisine de celle ou ϑ est mesurée. De plus, les valeurs de q_s ont traits à une température déterminée en désignant par W la puissance calorifique fournie. Nous pouvons écrire :

$$m d\vartheta + q_s (\vartheta - \vartheta_o)\, dt = W dt$$

Soit :

$$\boxed{m \frac{d\vartheta}{dt} + q_s (\vartheta - \vartheta_o) = W} \qquad (17)$$

C'est l'équation différentielle générale de l'inertie thermique où q_s (coefficient de transmission global) et m (masse calorifique) sont des fonctions de la température. Cette équation présente deux cas particulièrement importants qui permettent de déterminer expérimentalement les trois caractéristiques thermiques du four qui sont :

1/ Sa promptitude thermique $\frac{q_s}{m}$,

2/ Son coefficient de transmission global q_s,

3/ Sa masse calorifique fictive, m.

La connaissance des deux premières entraîne celle de la troisième, il suffit de déterminer $\frac{q_s}{m}$ et q_s ; $\frac{q_s}{m}$ est déterminé à partir d'un essai de refroidissement naturel et q_s à partir d'un essai de chauffage à puissance calorifique constante.

COURBE DE REFROIDISSEMENT NATUREL (Fig. 31) -

C'est le cas où il n'y a aucun apport de chaleur de l'extérieur on a donc W = 0 dans l'équation (17) qui prend alors la forme :

$$m. \frac{d\vartheta}{dt} + q s \ (\vartheta - \vartheta_o) = 0$$

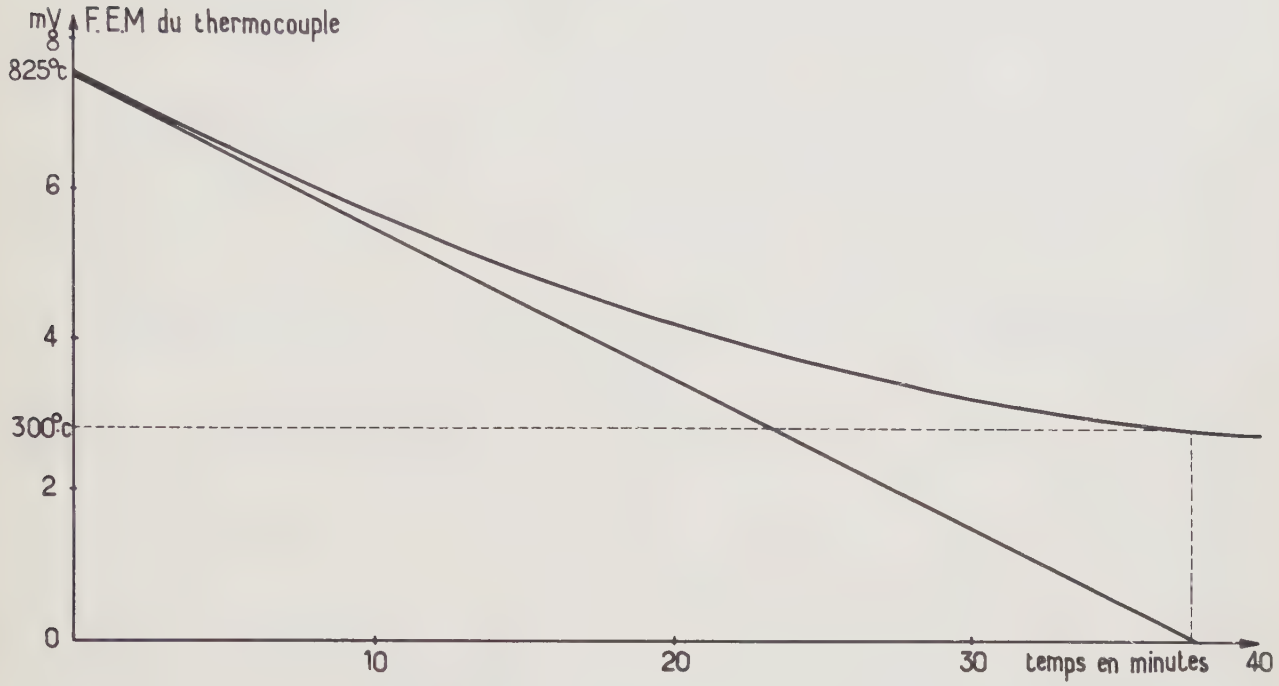


Fig. 31

En séparant les variables on obtient :

$$\frac{d\vartheta}{\vartheta - \vartheta_o} = - \frac{q s}{m} dt$$

Dans le cas des fours de laboratoire ou le rapport $\frac{q s}{m}$ peut être considéré comme constant, on peut intégrer cette équation à variables séparées dans les limites de temps 0 et t auquelles correspondent les limites de température ϑ_1 (température initiale de refroidissement) et ϑ. On obtient alors :

$$\int_{\vartheta_1}^{\vartheta} \frac{d\vartheta}{\vartheta - \vartheta_o} = - \frac{q s}{m} \int_o^t dt$$

soit :

$$L. \frac{\vartheta - \vartheta_o}{\vartheta_1 - \vartheta_o} = - \frac{q s}{m}. t$$

ou :

$$\boxed{\vartheta - \vartheta_o = (\vartheta_1 - \vartheta_o) \ e^{- \frac{q s}{m} t}} \qquad (18)$$

C'est l'équation finie de la courbe de refroidissement naturel du four. La température ϑ_1 peut-être choisie arbitrairement. Il y a une seule et unique courbe de refroidissement naturel du four qui dépend uniquement de sa promptitude thermique.

COURBES DE CHAUFFAGE DE PUISSANCE CALORIFIQUE CONSTANTE (Fig. 32) -

Dans ce cas on a par définition W = Cte. Supposons que la masse fictive m et le coefficient de transmission global qs sont des constantes, on peut alors intégrer l'équation différentielle (17). En séparant les variables on a :

$$dt = \frac{m \, . \, d\vartheta}{W - qs\,(\vartheta - \vartheta_o)}$$

En intégrant entre les limites de temps 0 et t auxquelles correspondent les limites de température ϑ et t on a :

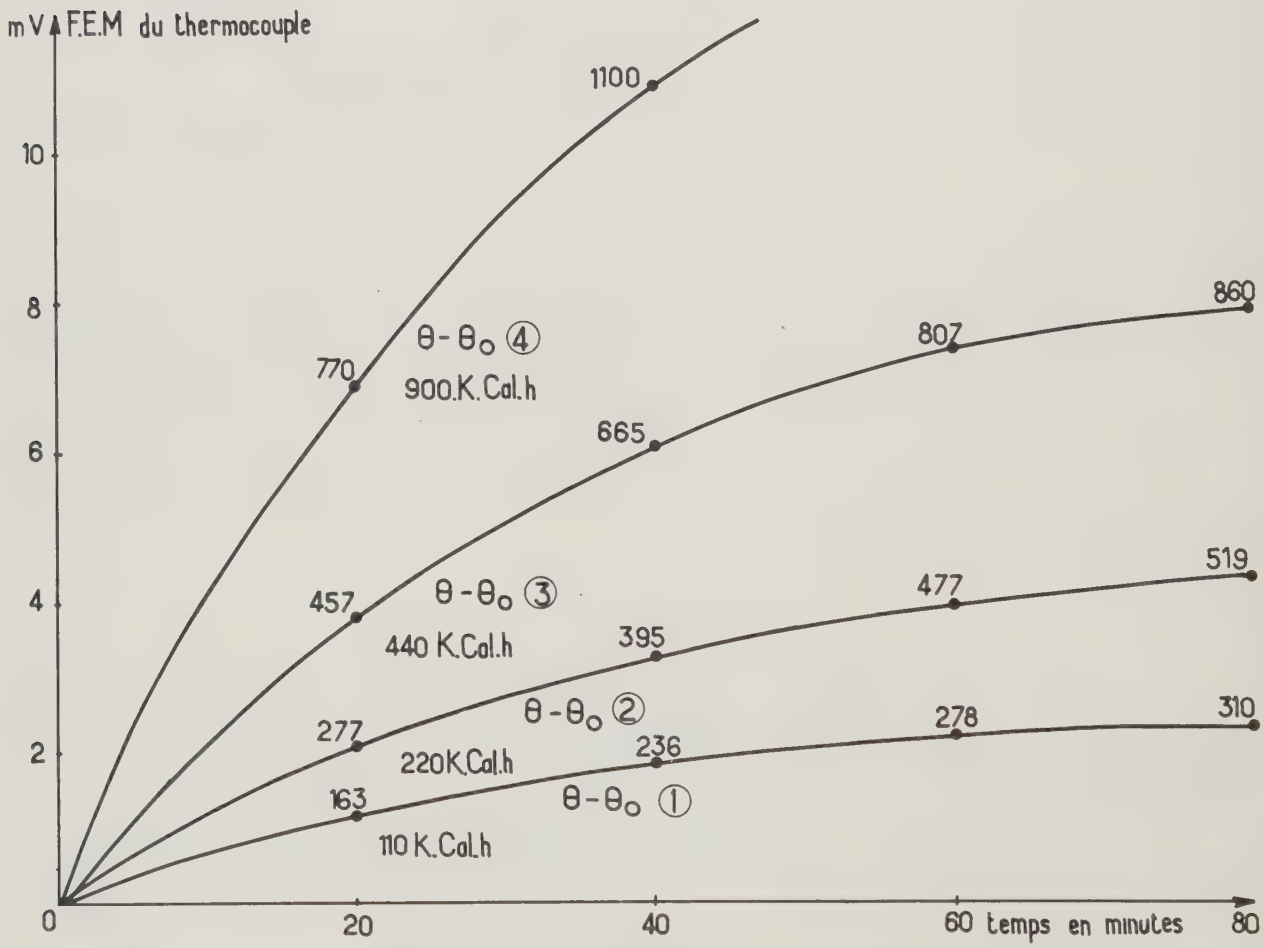


Fig. 32

$$\int_{o}^{t} dt = \int_{\theta_o}^{\theta} \frac{m\, d\vartheta}{W - qs\,(\vartheta - \vartheta_o)}$$

soit :

$$t = -\frac{m}{qs} \int_{\theta_o}^{\theta} \frac{d\,(W - qs)\,\vartheta - \vartheta_o}{W - qs\,(\vartheta - \vartheta_o)}$$

soit encore :

$$t = -\frac{m}{qs}.\ L.\ \frac{W - qs\,(\vartheta - \vartheta_o)}{W}$$

d'où :

$$\frac{W - qs\,(\vartheta - \vartheta_o)}{W} = e^{-\frac{qs}{m}t}$$

et :

$$\boxed{\vartheta - \vartheta_o = \frac{W}{qs}\,(1 - e^{-\frac{qs}{m}t})} \qquad (19)$$

C'est l'équation finie des courbes de chauffage à puissance calorifique constante établie en considérant les coefficients m et qs comme constants.

CALCUL DE LA PROMPTITUDE THERMIQUE $\frac{qs}{m}$

De l'équation (18) on tire :

$$\frac{qs}{m} = \frac{L.\ \frac{\vartheta_1 - \vartheta_o}{\vartheta - \vartheta_o}}{t}$$

Le tableau 4 donne les valeurs de la promptitude thermique relevées au cours d'un essai de refroidissement naturel. La température ambiante étant restée sensiblement constante au cours de cet essai et égale à 24°C.

Tableau 4

t	10 minutes	20 minutes	30 minutes	40 minutes
$\frac{qs}{m}$	1.56 heure^{-1}	1.64 heure^{-1}	1.66 heure^{-1}	1.59 heure^{-1}
$\frac{m}{qs}$	0.64 heure	0.62 heure	0.60 heure	0.63 heure
$\frac{m}{qs}$ moyen	0.62 heure			

L'inertie thermique moyenne du four qui est l'inverse de la promptitude thermique moyenne est sensiblement égale à 37.2 minutes. Au début des essais la température initiale est égale à 826° - 24° = 802°. Par conséquent au bout d'un temps t équivalent à l'inertie thermique, la différence de température doit être égale à :

$$\frac{\vartheta_1 - \vartheta_o}{e} = \frac{802°C}{2.71828} = 298°C$$

d'où :

$$t = 298° + 24° = 322°C$$

En cherchant sur la courbe de refroidissement naturel (Fig. 31) le temps correspondant à cette température on trouve t voisin de 38 minutes

CALCUL DU COEFFICIENT DE TRANSMISSION GLOBAL qs -

De l'équation (19) on tire :

$$qs\ (\vartheta - \vartheta_o) = W\ (1 - e^{-\frac{qs}{m}\ t})$$

d'où :

$$qs = \frac{W}{\vartheta - \vartheta_o}.\ (1 - e^{-\frac{qs}{m}\ t})$$

Le tableau 5 donne la valeur de la température à l'intérieur du four en fonction du temps t pour trois essais de chauffage aux puissances calorifiques constantes 110, 220 et 440 K/cal/h.

Le tableau 6 donne les valeurs du coefficient de transmission qs en fonction du temps t pour ces trois essais. Les diagrammes de chauffe correspondant à ces trois puissances sont représentés sur la figure 32.

Tableau 5

temps Minutes	$\vartheta - \vartheta_o$ (1) 110 K/cal/k :	$\vartheta - \vartheta_o$ (2) 220 K/cal/h :	$\vartheta - \vartheta_o$ (3) 440 K/cal/h :	$\frac{\vartheta - \vartheta_o\ (2)}{\vartheta - \vartheta_o\ (1)}$:	$\frac{\vartheta - \vartheta_o (3)}{\vartheta - \vartheta_o (2)}$:
20 minutes	163	277	457	1,70	1,85
40 minutes	236	395	665	1,68	1,69
60 minutes	278	477	807	1,68	1,70
80 minutes	310	519	860	1,67	1,68

Tableau 6

t / K/cal/h	20 minutes	40 minutes	60 minutes	80 minutes
110	0.285	0.31	0.30	0.33
220	0.33	0.35	0.39	0.40
440	0.385	0.41	0.45	0.46

ANNEXE II

NOTE SUR LA FONCTION DE TRANSFERT DU TRANSDUCTEUR

FONCTION DE TRANSFERT DU TRANSDUCTEUR SIMPLE -

Nous avons vu au chapitre II que l'application brusque d'une tension continue aux bornes de l'enroulement de commande du transducteur, est équilibrée à chaque instant par la chute de tension ohmique dans cet enroulement, et par la tension transitoire induite, d'où :

$$U_c = R_c I_c + 10^{-8} N_c \frac{d}{dt}(\Phi'_1 - \Phi'_2)$$

La relation $I_c N_c = I_m N_a$ entre les ampères-tours de commande et d'utilisation permet d'écrire :

$$U_c = R_c \frac{N_a}{N_c} \cdot I_m + 10^{-8} N_c \frac{d}{dt}(\Phi'_1 - \Phi'_2)$$

soit encore :

$$\boxed{U_c - R_c \frac{N_a}{N_c} I_m = 10^{-8} N_c \frac{d}{dt}(\Phi'_1 - \Phi'_2)} \qquad (20)$$

Sous cette forme on constate que la variation de la tension aux bornes de l'enroulement de commande est :

$$U_c - R_c \frac{N_a}{N_c} I_m$$

Le terme $R_c \frac{N_a}{N_c} I_m = U'_c$ est équivalent à une tension de contre-réaction.

Le schéma fonctionnel du transducteur simple peut-être celui de la figure 33 qui est constitué par la chaîne d'action directe F_1, F_2 et par la chaîne de réaction F_3.

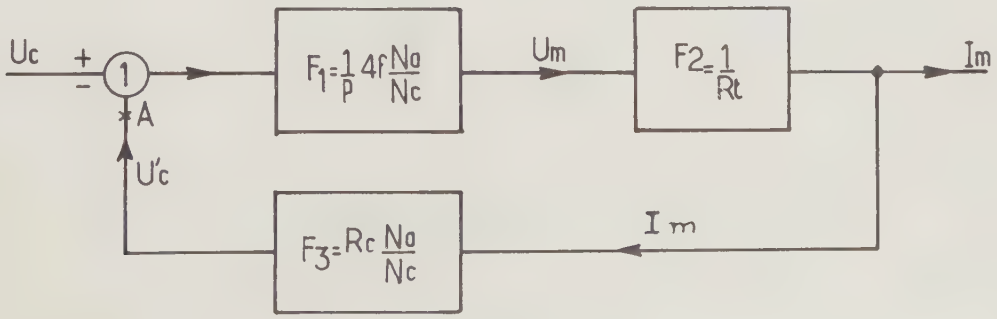


Fig. 33

Dans ce schéma, F_1 représente la fonction de transfert entre les bornes de l'enroulement alternatif et les bornes de l'enroulement de commande.

F_2 représente la fonction de transfert de la charge, et F_3 la fonction de transfert de la chaîne de réaction dont l'existence est due à la valeur R_c de la résistance de l'enroulement de commande. L'expression de la fonction de transfert globale du transducteur simple est alors :

$$F_{(Ts)} = \frac{F_1 \times F_2}{1 + F_1 \times F_2 \times F_3}$$

Si $R_c = 0$, F_3 est nulle, on peut alors déterminer F_1.

D'une part on a :

$$U_c = N_c \frac{d}{dt}(\Phi_1' - \Phi_2') \; 10^{-8}$$

D'autre part, la variation maximum du flux dans les 2 noyaux qui est égale à $2\Delta\Phi$, s'effectue pendant une demi-période de la tension d'alimentation (Fig. 12).

Comme :

$$d(\Phi_1' - \Phi_2') = -d(\Delta\Phi) = -10^8 . \frac{U_{max}}{2 N_a} . \sin\omega t . d\frac{\vartheta}{\omega}$$

On a :

$$2\Delta\Phi = 10^8 \frac{U_{max}}{N_a . \omega} \int_o^{\frac{\pi}{\omega}} \sin\omega t . d\frac{\vartheta}{\omega}$$

et :

$$\Delta\Phi = 10^8 . \frac{U_{max}}{N_a \omega}$$

soit encore, en considérant la valeur moyenne de la tension :

$$\Delta\Phi = 10^8 . \frac{U_m}{4 f N_a}$$

En remplaçant dans (20) $\Phi_1' - \Phi_2'$ par $\Delta\Phi$ on obtient :

$$U_c = N_c . \frac{d}{dt} . \frac{U_m}{4 f N_a}$$

d'où :

$$\frac{d}{dt} \frac{U_m}{U_c} = 4f . \frac{N_a}{N_c}$$

et :

$$F_1 = \frac{U_m}{U_c} = 4f . \frac{N_a}{N_c} \int dt$$

Soit en notation symbolique :

$$F_1 = \frac{U_m}{U_c} = \frac{1}{P} . 4f . \frac{N_a}{N_c}$$

Pour F_2 on a :

$$F_2 = \frac{I_m}{U_m} = \frac{1}{R_t}$$

et pour F_3 :

$$F_3 = \frac{U_c'}{I_m} = R_c \frac{N_a}{N_c}$$

La fonction de transfert du transducteur simple est alors :

$$F_{(\tau_s)} = \frac{I_m}{U_c} = \frac{\frac{1}{P} \cdot 4f \cdot \frac{N_a}{N_c} \cdot \frac{1}{R_t}}{1 + \frac{1}{P} \cdot 4f \cdot \left(\frac{N_a}{N_c}\right)^2 \cdot \frac{R_c}{R_t}} = \frac{1}{R_c} \cdot \frac{N_c}{N_a} \cdot \frac{1}{1 + P\,\tau_c}$$

τ_c représentant la constante de temps de l'enroulement de commande. Si le transducteur est muni d'un enroulement de polarisation de constante de temps τ_p la constante de temps globale du transducteur simple devient $T = \tau_c + \tau_p$ et sa fonction de transfert s'écrit :

$$F_{(\tau_s)} = \frac{I_m}{U_c} = \frac{1}{R_c} \cdot \frac{N_c}{N_a} \cdot \frac{1}{1 + PT}$$

En considérant le transducteur comme un organe amplificateur d'ampères-tours sa fonction de transfert s'exprime sous la forme générale :

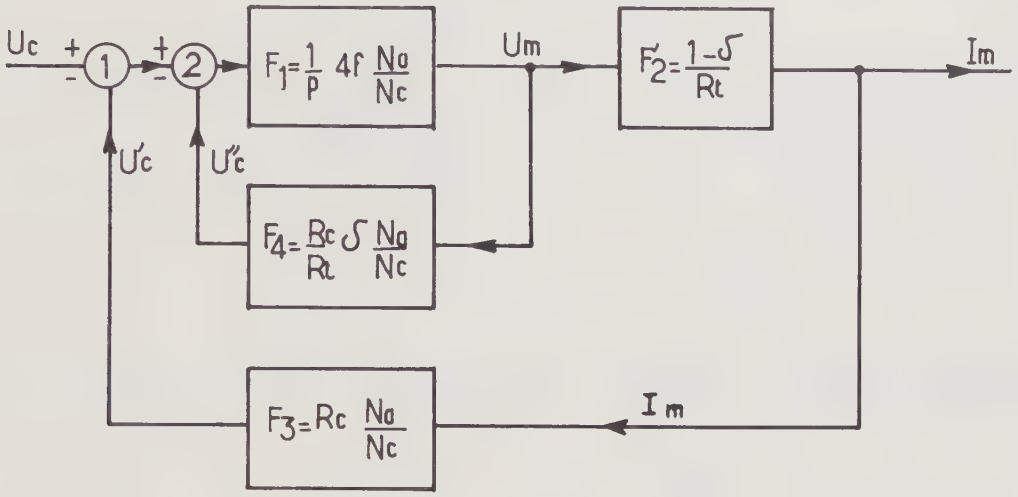


Fig. 34

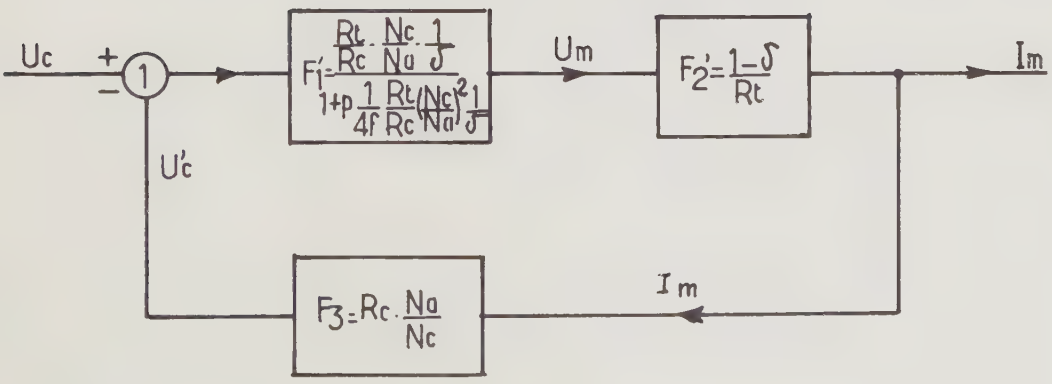


Fig. 35

$$F_{(\tau_s)} = \frac{I_m\ N_a}{I_c\ N_c} = \frac{1}{1 + PT} = \frac{g\ (AT)}{1 + PT} \qquad (21)$$

En tenant compte des remarques du paragraphe 2.3, le schéma fonctionnel du transducteur devient celui de la figure 34 qui comprend une nouvelle chaîne de réaction due à l'existence du courant d'excitation $\frac{U_m}{R_t}\ \delta$ entre les instants 0 et $\frac{\vartheta}{\omega}$, et dont la fonction de transfert F_4 est égale à $\frac{U''_c}{U_m} = \frac{R_c}{R_t} \cdot \delta \cdot \frac{N_a}{N_c}$.

La nouvelle valeur de F_2 devient alors $F'_2 = \frac{1 - \delta}{R_t}$

Le schéma fonctionnel de la figure 34 se simplifie et devient celui de la figure 35, qui ne possède plus qu'une seule chaîne de réaction F_3.

Ce schéma tient compte des courants d'excitation dans le transducteur et la nouvelle valeur de F_1 devient :

$$F'_1 = \frac{\frac{R_t}{R_c} \cdot \frac{N_c}{N_a} \cdot \frac{1}{\delta}}{1 + P \cdot \frac{1}{4f} \cdot \frac{R_t}{R_c} \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2 \cdot \frac{1}{\delta}}$$

FONCTION DE TRANSFERT DU TRANSDUCTEUR AUTO-EXCITE -

Dans ce cas, nous savons que le transducteur comporte une chaîne de réaction positive dont le coefficient β est égal à $\frac{N_r}{N_a}$. La fonction de transfert de cette chaîne a pour expression :

$$F_5 = \frac{U'''_c}{I_m} = Rc\ \frac{N_r}{N_a} = R_c \cdot \frac{N_r}{N_a} \cdot \frac{N_a}{N_c} = \beta \cdot R_c \cdot \frac{N_a}{N_c}$$

Le schéma fonctionnel équivalent du transducteur auto-excité est alors celui de la figure 36 qui devient celui de la figure 37 après avoir substitué aux fonctions de transfert F_3 et F_5 la fonction de transfert équivalente :

$$F_6 = \frac{U''''_c}{I_m} - F_3 + F_5 - R_c \cdot \frac{N_a}{N_c}\ (1 - \beta)$$

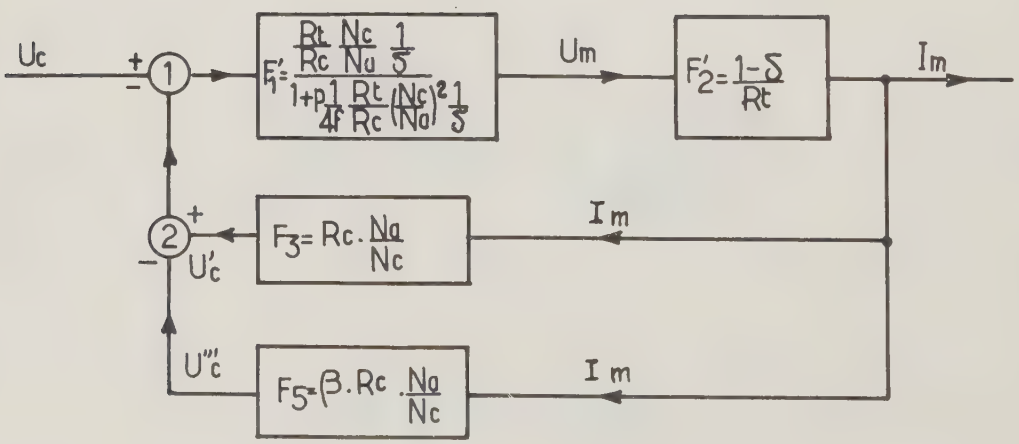


Fig. 36

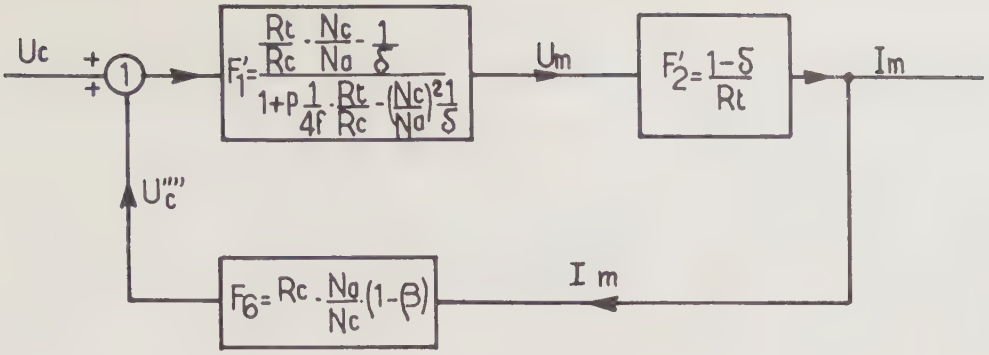


Fig. 37

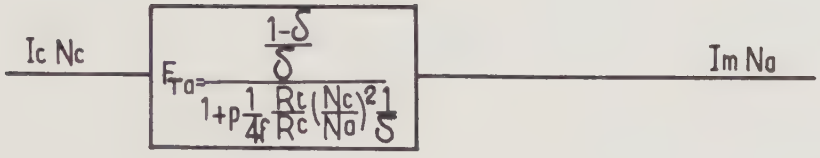


Fig. 38

Pour un coefficient β égal à 1 F_6 devient nulle et la fonction de transfert du transducteur auto-excité est :

$$F_{(T_A)} = F_1' \times F_2' = \frac{\frac{1-\delta}{\delta} \cdot \frac{1}{R_t} \cdot \frac{N_a}{N_c}}{1 + \frac{p}{4f} \cdot \frac{R_t}{R_c} \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2 \cdot \frac{1}{\delta}}$$

qui en considérant le transducteur comme un organe amplificateur d'ampères-tours devient :

$$F_{(T_A)} = \frac{I_m}{I_c} \frac{N_a}{N_c} \cdot \frac{\frac{1-\delta}{\delta}}{1 + p \cdot \frac{1}{4f} \cdot \frac{R_t}{R_c} \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2 \cdot \frac{1}{\delta}} \qquad (22)$$

et dont le schéma fonctionnel est représenté sur la figure 38.

BIBLIOGRAPHIE

STORM - Magnétic Amplifiers. (Chapman et Hall London 1955).

KUHNERT et DELATTRE - Transducteurs et amplificateurs magnétiques 1ère et 2ème partie - (Office national d'Etudes et Recherches Aéronautiques).

KLEIN - Les amplificateurs magnétiques et les courants faibles - (Bulletin de la S.F.E. Novembre 1954).

CHAGUE - L'amplificateur magnétique auto-saturé. (Bulletin de la S.F.E. janvier 1956).

SOROKINE - Calcul des amplificateurs magnétiques. (Electronique Industrielle Novembre Décembre 1955).

CHEMLA - Analyse des systèmes de réglages asservis à transducteurs. (Bulletin technique du matériel électrique S W N T-88).

C.S.F - Etude d'un amplificateur magnétique en Alliage D P. 55.

BROIDA - Etude Analytique et expérimentale de l'inertie Thermique des fours. (Mesures 1945).

BROIDA et HENRY - Contribution à l'étude du régime variable dans les fours. (Chaleur et Industrie 1949).

BREFORT - Contribution à l'étude analytique et expérimentale des variations de température des fours électriques en fonction du temps et de la puissance fournie. (Chaleur et Industrie 1957).

BENSON - Voltage Stabilized Supplies (Mac Donald London 1958).

Bulletin Technique de la Radio-Technique. Sources de tensions stabilisées par tubes de référence.

TABLE DES MATIÈRES

Pages

AVANT-PROPOS 4

INTRODUCTION 5

CHAPITRE I - GENERALITES SUR LES TRANSDUCTEURS 7

1.1 - Principe de fonctionnement du transducteur simple 7
1.2 - Relation existante entre le courant de commande et le courant de sortie 9
1.3 - Gain du transducteur simple 13
1.4 - Principe de fonctionnement du transducteur auto-excité 14
1.5 - Gain du transducteur auto-excité 15

CHAPITRE II - FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE DU TRANSDUCTEUR SERIE AUTO-EXCITE 17

2.1 - Constante de temps 17
2.2 - Influence des redresseurs secs de l'enroulement de réaction sur la constante de temps 20
2.3 - Influence des caractéristiques des noyaux magnétiques 21
2.4 - Influence de la tension d'alimentation 21
2.5 - Amélioration de la constante de temps 21

CHAPITRE III - DETERMINATION DES ELEMENTS DE CONSTRUCTION DES TRANSDUCTEURS 23

3.1 - Choix des matériaux utilisés 23
3.1.1 - Intérêt d'avoir une saturation élevée 24
3.1.2 - Intérêt d'avoir une perméabilité élevée 24
3.1.3 - Influence de la forme des noyaux sur la courbe de magnétisme 25
3.2 - Paramètre de construction 25
3.3 - Volume du fer d'un transducteur simple 25
3.4 - Volume du fer d'un transducteur symétrique 27
3.5 - Section des différents enroulements pour un transducteur simple sur circuit magnétique à profil découpé 28
3.6 - Section des différents enroulements pour un transducteur simple sur noyau toroïdal 29
3.7 - Section des différents enroulements pour un transducteur auto-excité 30
3.8 - Dimensions géométriques des noyaux pour un transducteur simple sur circuit magnétique à profil découpé 32
3.9 - Dimensions géométriques des noyaux pour un transducteur simple sur noyau toroïdal 33
3.10 - Nombre de spires des enroulements alternatifs 34
3.11 - Nombre de spires de l'enroulement de réaction 34
3.12 - Nombre de spires de l'enroulement de commande 34
3.13 - Tension d'alimentation 34

CHAPITRE IV - PREDETERMINATION D'UN SYSTME DE REGLAGE COMPORTANT DES TRANSDUCTEURS 35

Pages

CHAPITRE V - REGULATEUR DE TEMPERATURE DE PUISSANCE 1.5 KVA 37

5.1 - Source de référence 37
5.2 - Amplificateur magnétique 37
5.3 - Etage de puissance 37
5.4 - Fonctionnement du régulateur 37
5.5 - Réglages 39
5.6 - Choix d'une température de fonctionnement 39
5.7 - Programme de température 39
5.8 - Régulation des fours ou des autoclaves de puissance allant jusqu'à 10 KVA 41
5.9 - Résultats expérimentaux 41
5.9.1 - Gain du régulateur 41
5.9.2 - Temps de réponse du régulateur 41
5.9.3 - Stabilité de la boucle en régime permanent 41
5.9.4 - " " " " " transitoire 41
5.9.5 - Influence sur le régulateur de la tension du réseau d'alimentation et de la température ambiante 44

CHAPITRE VI - REGULATEUR DE TENSION ALTERNATIVE DE PUISSANCE 500 VA 45

6.1 - Détecteur d'erreur 45
6.2 - Amplificateur à transistors 45
6.3 - Etage de puissance 45
6.4 - Filtre d'harmoniques 45
6.5 - Fonctionnement du régulateur 47
6.6 - Résultats expérimentaux 47
6.6.1 - Gain du régulateur 47
6.6.2 - Constante de temps du régulateur 47
6.6.3 - Stabilité de la tension d'utilisation en fonction des variations de la tension du réseau 47
6.6.4 - Dérive de la tension d'utilisation en fonction du temps 49
6.6.5 - Taux d'harmoniques 49

CHAPITRE VII - REGULATEUR DE TENSION CONTINUE A CHARGE CONSTANTE 53

7.1 - Principe de fonctionnement 53
7.2 - Stabilité de la tension continue d'utilisation 53
7.3 - Dérive de la tension d'utilisation 53
7.4 - Constante de temps du régulateur 57
7.5 - Généralisation de la régulation des tensions continues 57

ANNEXE I - ETUDE DU FOUR 58

ANNEXE II - NOTE SUR LA FONCTION DE TRANSFERT DU TRANSDUCTEUR 63

BIBLIOGRAPHIE 68

DEUXIEME THESE

Propositions données par la Faculté

"SIMPLIFICATION DU PROBLEME DE LA TRANSMISSION DES INFORMATIONS FOURNIES PAR LES DETECTEURS DE PARTICULES, DANS CERTAINS CAS DE MESURES EN PHYSIQUE NUCLEAIRE".

Vu et approuvé :
Paris, le 31 Octobre 1960
Le Doyen de la Faculté des Sciences,
J. PERES

Vu
et Permis d'imprimer :
Le Recteur de l'Académie
de Paris,
Jean SARRAILH

IMP. LOUIS-JEAN – GAP

Dépôt légal n° 221 – 1962